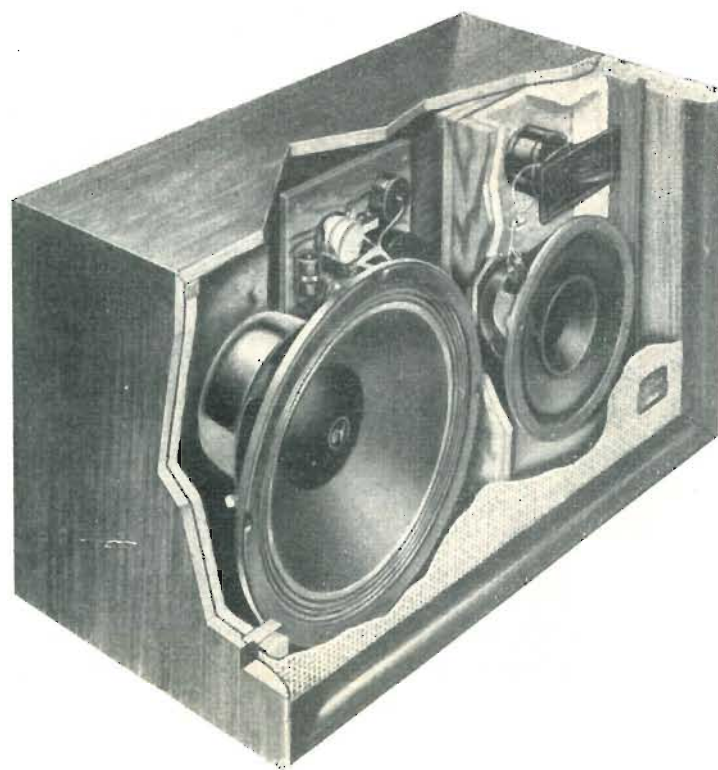
Anno V - Dicembre 1961 - Sped. in abbon. postale - Gruppo III

alta fedeltà

NUMERO 12 LIRE 250

EV®

ESQUIRE®

LOW RESONANCE ULTRA-COMPACT LOUDSPEAKER SYSTEM

S.I.T.E.R.

SOCIETÀ ITALIANA TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI - RADIO

SOCIETÀ PER AZIONI

MILANO • VIA TROJA 7 • TEL. 425787

Direzione, Redazione,
Amministrazione
VIA SENATO, 28
MILANO
Tel. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

sommario al n. 12 di alta fedeltà

pubblicazione mensile

Direttore tecnico: dott. ing. Antonio Nicolich

Direttore responsabile: Alfonso Giovene

Un fascicolo separato costa L. 250; abbonamento annuo L. 2500 più 50 (2 % imposta generale sull'entrata); estero L. 5.000 più 100.
Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano N. 4231 - Tip. TET - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Milano

Buone feste
e commovente addio

Natale, Capo d'Anno, Epifania: tre parole magiche, che impegnano la Cristianità in un fenomeno evolvente di donazioni di volume maiuscolo, che ci avvicina alle impurità formatrici dei transistori, rendendoci ad un tempo donatori ed accettori. Tre parole che forzano i servizi pubblici ed in particolare quello postale in modo eccezionale, con funeste conseguenze per la corrispondenza pirvata di « a tu per tu », che ad onta degli sforzi e dei fulmini del sottoscritto, non marcia a velocità precisamente supersonica.

Per fare cosa grata al colendissimo personale delle Poste repubblicane, noi della redazione di « alta fedeltà » alleggeriamo il ponderoso sovraccarico delle festività, foriero di distorsione (come tutti i sovraccarichi) nel servizio di distribuzione, affidando il non lieve fardello dei nostri auguri' a questa pagina anzichè alle buche di impostazione.

Auguri' dunque a voi nostri abbonati, lettori, collaboratori, rivenditori e distributori del nostro periodico; auguri' che salgono dai precordi e sfociano in più che mél dolci rivi di eloquenza significanti l'acuto nostro desiderio di paradisiaca finora sconosciuta felicità per voi.

Un velo di mestizia ci inumidisce il massimo organo di relazione fra l'animale e l'ambiente, causato dalla nube atomica che, come annunciato più o meno esplicitamente negli articoli redazionali dei n. 10 e 11 di quest'anno, incombe su « alta fedeltà »; la fusione con l'« antenna » fa sì che questa sia l'ultima chiacchierata che il sottoscritto vi dedica. Insieme con gli auguri' diamoci dunque anche un mesto addio; mesto da parte nostra senza neppure il conforto degli estinti, nè della tredicesima mensilità.

Fin che c'è lavoro, c'è vita, e noi lavoreremo sodo e ci batteremo per stampare pagine, anche se risultassero di vivido sangue con la recondita speranziella di convertire l'accorato addio almeno in un viride arrivederci a lungo periodo.

Buon Natale, buon Anno!

Dott. Ing. A. NICOLICH

FILTRI PER MF STEREO

di Norman H. Crowhurst

a cura del

Dott. Ing. A. Contoni

da "Audio", agosto 1961, pag. 26

Quando la subportante rigenerata e la portante principale vengono ricongiunte nel decodificatore MF - stereo, devono essere in fase tra loro entro 3 gradi. Per ottenere ciò, occorre che molti filtri e circuiti siano lineari.

La scelta del sistema per la radiotrasmissione stereofonica in MF coglie di sorpresa una vasta categoria di persone nell'industria e numerosi progettisti di circuiti riceventi possono individualmente sbrigliare la loro fantasia, ma si trovano a dover risolvere problemi di progettazione di filtri, alquanto diversi dai problemi incontrati per l'addietro nei circuiti audio. Naturalmente il progetto fondamentale di un adattatore stereo è materia audio, anche se il terminale sintonizzatore appartiene alla R.F. Ma, dato un sintonizzatore a larga banda, che può demodulare linearmente la portante MF, quando porta frequenze di modulazione fino a 53 kHz (senza sottoportante SCA, o 75 kHz con una subportante), il processo cui sottoporre quel segnale demodulato per ricostituire lo stereo indistorto è un problema di audiotecnica.
Altri articoli hanno spiegato i metodi fondamentali nei circuiti adattatori del ricevitore. Noi qui ci interessiamo di risolvere i vari problemi dei filtri all'uopo necessari. Gli ingegneri dell'audio sono da lungo tempo famigliari coi filtri di incrocio e con una certa estensione anche coi filtri passa banda, elimina banda, e di tipo m-derivato; ma, tempi di ritardo, requisiti di linearità di fase e regolazione della fase della subportante rigenerata, sono argomenti nuovi anche per essi.

Tempi di ritardo

I filtri per i tempi di ritardo sono necessari per equalizzare i ritardi verificatisi o lungo linee, o in altri filtri. I filtri per compensare la differenza del tempo di trasmissione lungo le linee sono un mal di capo per il tecnico della trasmissione, e non ce ne occuperemo. Al lato trasmissione, il problema sotto un certo aspetto è più semplice: il filtro può essere di forma standard, composto di tanti elementi, di costo e di precisione comunque grandi, quanti ne occorrono per il buon funzionamento. In ricezione, il costo di questi tipi di filtri porterebbe a un prezzo del ricevitore o dell'adattatore, fuori mercato, perciò si ricercano altri mezzi. Fortunatamente, come si vedrà, la compensazione della fase è abbastanza semplice, una volta che siano state stabilite le caratteristiche di linearità di fase.

STUDIO FONDAMENTALE: Filtro passa-basso

La considerazione del filtro passa-basso servirà anzitutto a chiarire alcuni degli argomenti di interesse, come quello relativo alla linearità di fase e al modo di ottenerla. Consideriamo dapprima un semplice circuito « mezza-sezione », come indicato in fig. 1. La denominazione « mezza-sezione » deriva dal metodo classico di progetto dei filtri, sfruttante il concetto di *impedenza immagine*. Per realizzare, per un simile filtro, la sua risposta teorica, esso deve essere terminato ad uno specificato estremo, diciamo l'uscita, con un valore teorico di impedenza; fatto questo, l'impedenza riflessa all'estremo di entrata è identica (fig. 2).
Ciò che comunemente si trascura con questo metodo è che questa impedenza immagine è una resistenza di valore *quasi* costante, attraverso la banda-passante, assumendo il valore zero o infinito (secondo la struttura) alla frequenza di taglio e diviene una reattanza nel campo di reiezione o di attenuazione. La sua risposta calcolata potrà essere ottenuta solo terminando tale filtro con un'impedenza, che soddisfi questa condizione. Ciò generalmente si fa terminando un filtro con sezioni, l'impedenza immagine dei quali presenta una deviazione minima dal valore costante il più possibile fino alla frequenza di taglio, in modo che la terminazione con una resistenza costante rende minimo lo scostamento rispetto alla risposta calcolata. In realtà si finisce ad accettare una situazione di doppia approssimazione.

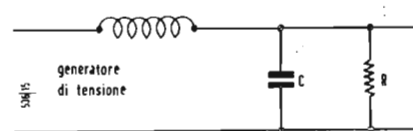



Fig. 1 ▶ Sezione fondamentale di filtro passa-basso, i suoi valori sono trattati nel testo

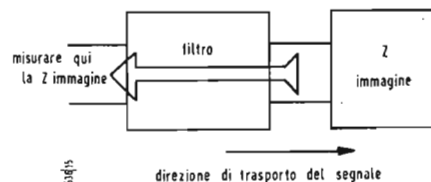



Fig. 2 ▶ Il progetto di un filtro convenzionale è basato su un ipotetica impedenza immagine, che non è un valore semplice; ciò significa che i risultati ottenuti sono solo approssimati.

Il sistema è reso molto più semplice, facendolo più diretto. Invece di cominciare coll'assumere un'impedenza di terminazione, che non può essere realizzata che approssimativamente, cominciamo con l'assumere una resistenza di terminazione, alla quale possiamo eventualmente assegnare un valore, e reperibile fra le resistenze disponibili. Cominciamo col chiarire ciò che si intende per linearità di fase. La solita risposta viene rappresentata rispetto alla solita scala delle frequenze, che è logaritmica. Con queste scale, ogni filtro passa-basso presenta una curva di risposta seguente la legge tangenziale, del tipo di fig. 3. Le curve si riferiscono a tre gruppi di valori, ognuno con la stessa frequenza di riferimento con fase 90 gradi. A questa frequenza tutte le reattanze hanno identico valore e la relazione alla resistenza di terminazione a questa frequenza può provocare differenze nella risposta. La curva (A) è per reattanze tutte eguali alla resistenza di terminazione al taglio, la curva (B) si riferisce al caso di resistenza costante, quando ciascuna reattanza è $\sqrt{2}$ volte la resistenza di terminazione; la curva (C) vale per reattanze tutte doppie della resistenza di terminazione.

Rappresentando di nuovo le risposte di fase in questo modo, riprendiamo gli stessi tre gruppi di valori, i risultati sono dati in fig. 4. Le corrispondenti risposte di ampiezza o di attenuazione sono mostrate in fig. 5, dove si è adottata una scala di dB in funzione del logaritmo della frequenza. Si noti che la curva centrale (B), relativa ai cosiddetti valori di « resistenza costante » conserva la forma piana fino al punto di attenuazione 3 dB (o frequenza di taglio) e si scosta dalla linearità di fase, di una quantità sensibilmente minore di 2 dB, entro la gamma da zero alla frequenza di taglio. La linearità di fase, come anche la risposta di ampiezza (attenuazione) peggiora quando questa condizione non è verificata. Inoltre, il fatto che si usano solo tre elementi circuitali fondamentali, uno dei quali è la resistenza di terminazione, implica che si avrà una certa deviazione, diciamo di valori intorno al 5%, in un filtro, che sta entro una deviazione di 3 gradi dalla linearità di fase. Quando il filtro lavora fra un trasferitore catodico e una resistenza di carico di valore molte volte superiore alla resistenza della sorgente del trasferitore catodico, si possono usare questi valori fondamentali.

Quando il filtro è interposto fra due impedenze, che si riterranno entrambe finite a scopo di progetto, questi valori fondamentali devono essere variati, in accordo coi dati di progetto che abbiamo fornito altrove.

Filtro passa-basso, M-derivato

Qualcuno può criticare la denominazione di questo tipo di filtro. Il termine « m-derivato » è stato affibbiato a un buon numero di modi di derivare un filtro, che non sono conformi al metodo classico, così che noi confidiamo che sia permesso usarlo una volta di più. La ragione, che noi adduciamo, per usare questo termine, è che la configurazione è identica alla forma classica m-derivata (fig. 6), *ma i valori sono molto diversi*. Di primo acchito si può riguardare come alquanto simile in concetto alla derivazione-m. Usiamo un valore dell'induttanza L_1 in serie identico a quello per un filtro del tipo a resistenza costante e con la stessa frequenza di taglio, in questo caso 53 kHz; scegliamo valori per L_2 e C tali chè: a) risuonino alla frequenza di reiezione, in questo caso 67 kHz, mentre b) presentano la corretta reattanza alla frequenza di taglio.

Rappresentando la risposta di fase di questi valori (fig. 7), troviamo che è ragionevolmente lineare fino a circa 45 kHz, il che è assai non molto buono. Ovviamente ciò che è necessario è una diminuzione dell'intervallo fra la frequenza fondamentale di taglio e la massima frequenza di reiezione.

Per modificare leggermente il nostro procedimento, poichè il punto definitivo di questa configurazione è proprio la massima frequenza di reiezione, la useremo come frequenza di riferimento per il nostro stadio. Su questa base, 53 kHz sono 0,79 volte la massima fre-

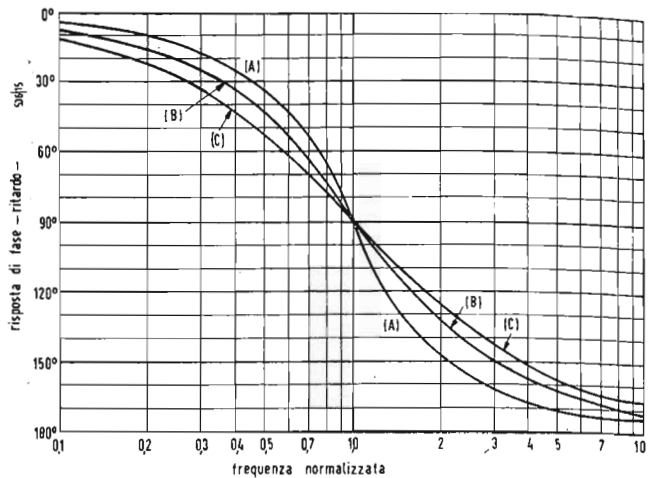



Fig. 3 ▲

Risposta di fase di tre filtri passa-basso, aventi la configurazione di fig. 1 con differenti valori. Alla frequenza di riferimento (taglio) le reattanze di L e di C sono ognuna: curva (A), eguale a R; curva (B), eguale a 1,41 volte R; curva (C), eguale a 2 volte R.

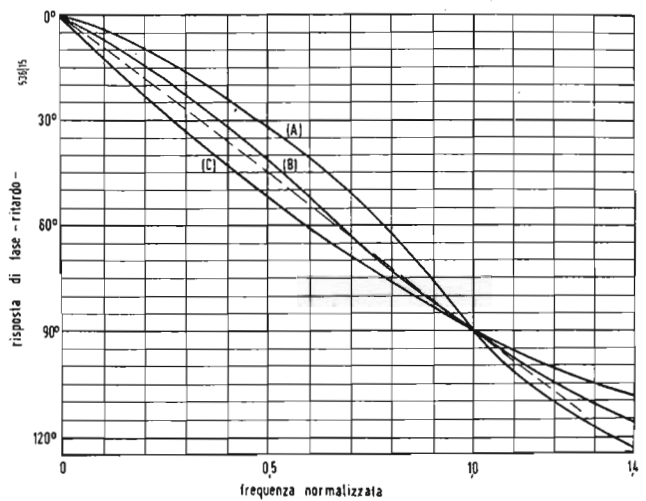



Fig. 4 ▲

La rappresentazione della risposta di fase con scale lineari della frequenza e dei gradi, mostra che i valori della curva (B) rendono ottima la linearità di fase fino alla frequenza di taglio.

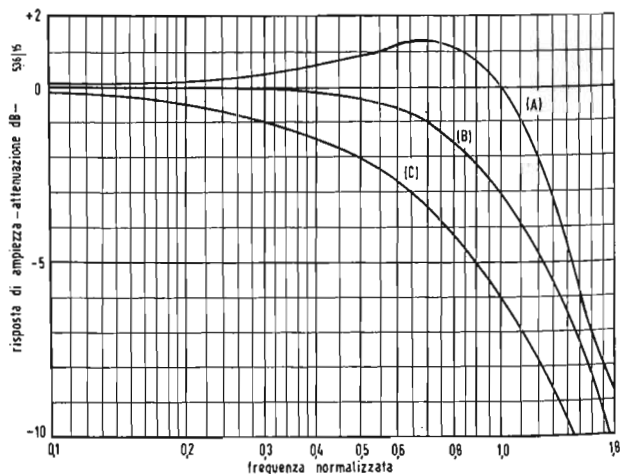
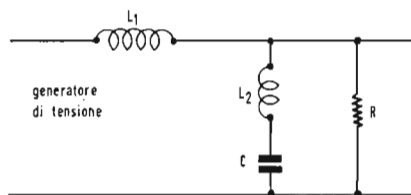



Fig. 5 ▲

Risposta di attenuazione delle ampiezze di filtri aventi gli stessi valori adottati per ricavare le curve di risposta di fase delle fig. 3 e 4.

valori di reattanza a 67 kHz

rapporto di reattanza	risposta	
	fig. 7	fig. 8 e 9
$\frac{\omega L_1}{R}$	1,785	1,5
$\frac{\omega L_2}{R} = \frac{1}{\omega CR}$	3	5

Fig. 6 ▲

Circuito della configurazione del filtro così detto m-derivato, usato in questo articolo per studiare un filtro lineare di fase con una frequenza di reiezione.

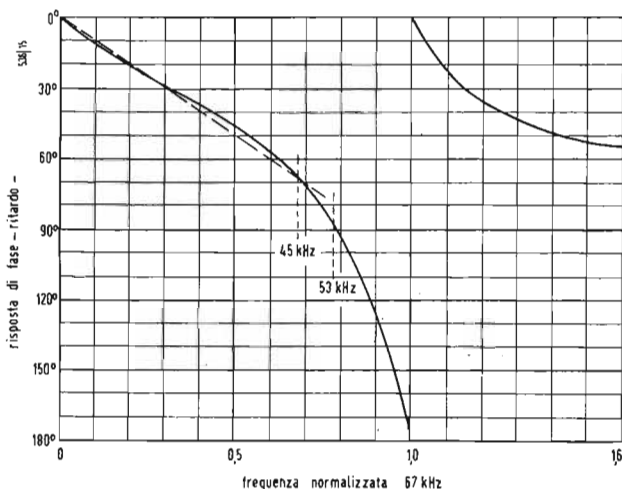



Fig. 7 ▲

Risposta di fase che si ottiene usando una forma di m-derivazione dai valori di resistenza costante delle figure da 2 a 5.

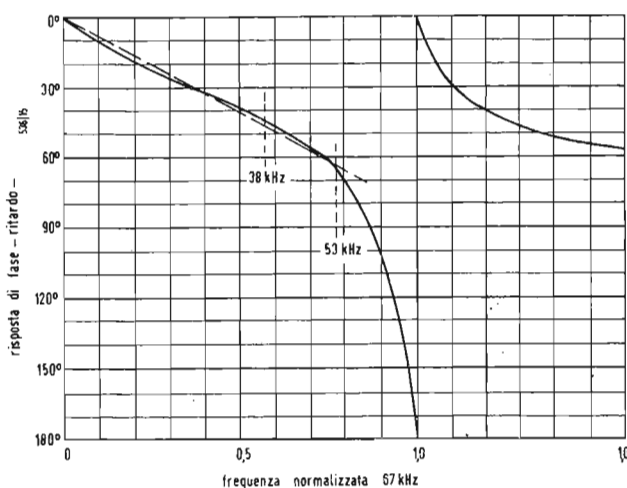



Fig. 8 ▲

Risposta che si ottiene usando i valori che rendono ottima la linearità di fase entro al campo desiderato.

quenza di reiezione. Con questa tecnica, abbiamo ora solo due variabili da studiare:
1) La relazione fra ciascuna reattanza di « reiezione » e la resistenza di terminazione alla frequenza di reiezione.
2) Il valore dell'induttanza supplementare in serie.
Indagando varie possibilità in questo modo, si trova che la combinazione rappresentata in fig. 8 dà una buona approssimazione alla linearità di fase, essendo ben entro 2 gradi fino alla richiesta frequenza di taglio. La corrispondente risposta all'attenuazione di ampiezza è mostrata in fig. 9. Si noti che i valori sono tali, che non è necessaria una regolazione esatta, per un funzionamento già accettabile. Si raccomanda di accordare con molta cura a 67 kHz la coppia di reiezione, dopo di che gli elementi in serie possono essere entro il 5 o il 10%, senza notevoli variazioni di efficienza.
Entro questo campo ciò che v a r i a è la pendenza della fase, e di una entità molto maggiore della linearità di fase. La pendenza della fase può essere compensata con un lieve ritocco della fase di reinserzione della subportante. Come per il circuito passa-basso, in questo progetto si ritiene zero l'impedenza della sorgente con impedenza di carico finita e di valore noto (dato di progetto). Se entrambi i valori sono finiti, in questo caso si può ben risparmiare uno stadio in certe configurazioni di circuito, il progetto del filtro diviene un poco più complicato, ma segue il metodo generale indicato sopra.

Filtri passa-banda

Ora non ci rimane che di applicare quanto sopra ai filtri passa-banda. Spontaneamente, ciò non è facile. Si ricorda che un filtro passa-alto presenta sempre un anticipo di fase, che è complementare ad un filtro passa-basso equivalente, rappresentato con scala di frequenza logaritmica, come in fig. 2. La combinazione dei valori che realizzano una simile buona linearità di fase in un filtro passa-basso richiede che la frequenza sia rappresentata con una scala *inversa* per vedere lineare la risposta di fase. Con una scala lineare la velocità di variazione è sempre maggiore in prossimità del taglio e cade a zero alle frequenze più alte tendenti a infinito.
Un filtro passa banda è essenzialmente una combinazione delle azioni passa-basso e passa-alto. In un filtro passa-banda, il campo di frequenza assoluta è tale che la rappresentazione in scala logaritmica, lineare o a legge inversa, dà luogo a differenze relativamente piccole. Una leggera asimmetria nel progetto, può rendere la fase a essere lineare, se lo scostamento è così grande da giustificare lo sforzo di correggere. Ma quando la « portante » è 38 kHz, con bande laterali di 23 e 53 kHz, non abbiamo più a che fare con banda stretta. Solo una scala lineare di frequenza può indicare i 23 ed i 53 kHz equidistanti dalla portante a 38 kHz. Qualcuno potrebbe concepire di trovare la linearità di fase sotto due « bit » di uguale pendenza, ma non potrebbe mai ottenere piena linearità da 23 a 53 kHz.
Il filtro passa-banda è divenuto necessario per separare le bande leterali della subportante dal canale principale o somma. Se questo metodo di matriciare viene usato in trasmissione, non occorre tale filtro. Può darsi che vengano usati filtri passa-basso per assicurare che l'audio non contenga nulla oltre i 15 kHz, che possa causare interferenza fra il canale principale e le bande laterali della subportante. Ma la matrice attuale non ha bisogno di filtri selettori. E la seconda matrice (in ricezione) ne ha bisogno? Rileveremo un poco più avanti che non ha bisogno.
Se consideriamo la composizione delle frequenze fornite al rivelatore della subportante, dopo la reinserzione della subportante, abbiamo: informazione del canale principale, da 50 Hz a 15 kHz; oscillazioni laterali inferiori della sottoportante, da 23 a 38 kHz; sottoportante a 38 kHz, che rappresenta la componente singola più importante a questo punto, e le oscillazioni laterali superiori della sottoportante, da 38 a 53 kHz (figura 10). Se tutto ciò viene demodulato come si fa

con un'ordinaria portante modulata in ampiezza, usciranno nel campo audio solo le bande laterali inferiore e superiore. I 50 ÷ 15.000 Hz saranno equivalenti alle bande laterali asimmetriche per frequenze di modulazione da 23 a 38 kHz (invertite).
E' proprio come se una portante adiacente di frequenza zero, recasse questa banda laterale. La separazione di 38 kHz fra le portanti assicura che le bande laterali di una sono ultrasoniche nella demodulazione dell'altra. Qui c'è un guaio: usando il riferimento a massa, il rivelatore fornisce il totale audio da 50 a 15.000 Hz, senza che vi sia un filtro passa banda, e senza far capire che il suono è riferito alla portante di 38 kHz. In poche parole, la presenza dei 50 ÷ 15.000 Hz agirà come polarizzazione variabile sui rivelatori che interessano i 38 kHz e le bande laterali. Ma questo non è difficile da superare: il carico del rivelatore non necessita di essere collegato a massa, perciò si può inserire la opportuna polarizzazione. In altre parole: l'intero circuito rivelatore « fluttua » seguendo l'andamento della forma d'onda fondamentale dell'audio (fig. 11). Vi sono indubbiamente altri modi di arrivare a questo risultato, ma questo rappresenta il metodo generalmente adottato. Così ora non abbiamo da combattere con la pendenza di fase, che è inevitabile con un filtro passa-banda a larga banda.

Fase relativa alla seconda matrice

Se vi è linearità di fase, la fase relativa, fra somma e differenza, è semplice da correggere. La portante deve essere inserita con la giusta fase, lungo la pendenza di fase delle bande laterali (fig. 8), se si vuole ottenere un'uscita piana esente da distorsione. Ora il maggior tempo di ritardo è nel canale somma, ed equivale a 90° a 15 kHz, ossia a 16,66 microsecondi (a motivo del filtro passa-basso lineare di fase a 15 kHz) (fig. 3). Se il filtro m-derivato nel canale delle bande laterali dopo il punto di prelievo dei 15 kHz, è di tipo passa-basso, introduce un ritardo quasi esattamente di 45 gradi a 38 kHz (fig. 8), ossia di 3,3 microsecondi. Così, a seconda della posizione del filtro m-derivato, il demodulatore richiede di introdurre un ritardo di 16,66 μsec, o di 3,3 μsec, che può facilmente essere soddisfatto per mezzo del filtraggio a « R.F. » (in questo caso 38 kHz e le sue armoniche) e della sua costante di tempo.
Siccome si deve qui eliminare un intervallo modestamente largo fra le componenti residue della subportante e la massima frequenza audio — 15 kHz — semplici combinazioni R-C possono provvedere questo ritardo e per il filtraggio (fig. 12).

Fase della subportante

Questa parte è più una questione pratica, che una questione fondamentale di progetto, ma è in relazione al resto del problema, così bisogna trattarla. Ciascun modo di rigenerare la subportante, presenterà metodi leggermente differenti di regolare la fase per soddisfare i requisiti del resto del circuito.
Quando la frequenza del pilota sia stata isolata e poi la frequenza sia stata raddoppiata, è essenziale un isolamento estremamente buono (con un circuito ad alto Q), per far sì che l'accordo del circuito a frequenza pilota non venga alterato apprezzabilmente. In questo caso, il miglior compromesso consiste probabilmente nel realizzare parte della compensazione di fase a 19 kHz e parte dopo la duplicazione, a 38 kHz, perchè una seria dissintonia della suportante a 38 kHz può dar luogo o ad assimmetria, o a distorsione della subportante rigenerata.
Quando il circuito comprende un oscillatore a frequenza pilota forzato sul segnale pilota entrante, un buon controllo di fase si ottiene con un leggero ritocco della frequenza di libera oscillazione dell'oscillatore pilota. Il duplicatore si lascia allora accordato esattamente a 38 kHz. Una dissintonia avrebbe solo un effetto mode-

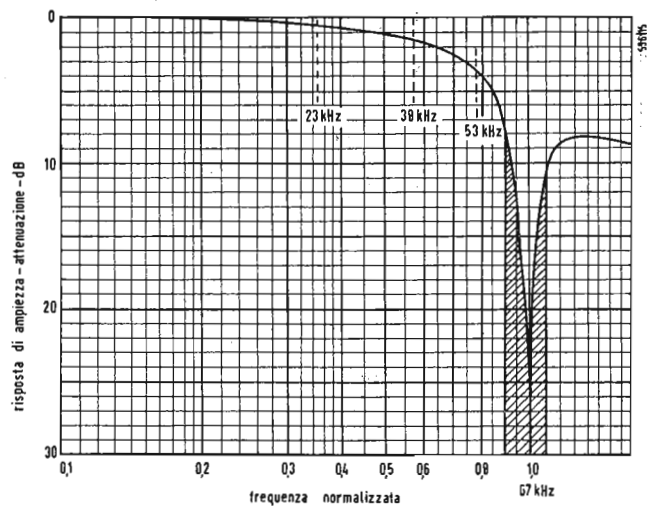



Fig. 9 ▲

Risposta di attenuazione di ampiezza del filtro, la cui risposta di fase è indicata in fig. 8. L'area ombreggiata rappresenta la massima escursione che può fare una subportante SCA.

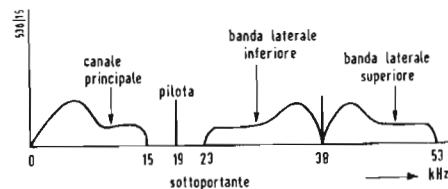



Fig. 10 ▶

Spettro audio del programma stereo demodulato; il canale principale come la banda laterale della subportante, è ultrasonico.

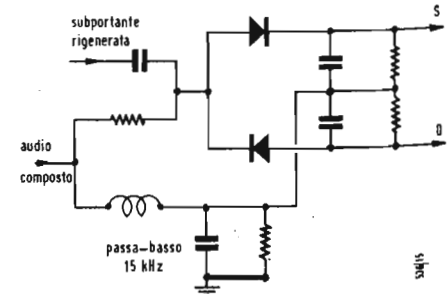



Fig. 11 ▶

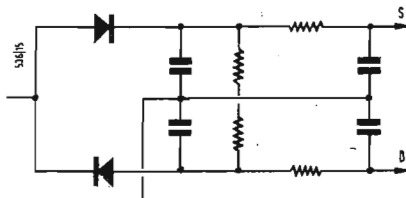
Metodo di collegamento del rivelatore di differenza e che elimina la necessità di un filtro passa-banda e rende più semplice la matrice.

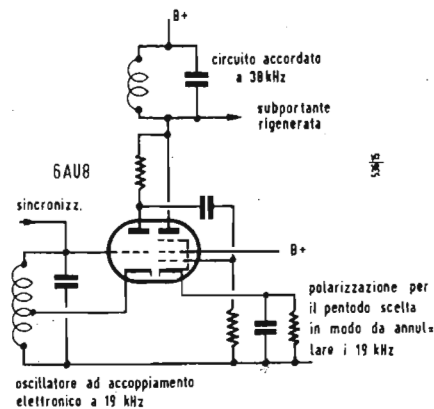
sto sull'andamento della fase.
Quando il circuito comprende un oscillatore di sottoportante, sincronizzato dalla frequenza pilota, non è desiderabile uno spostamento apprezzabile della frequenza di libera oscillazione 38 kHz, perchè ciò provocherebbe un'eguaglianza dei cicli alternati della subportante, anche se il pilota la conserva. Un leggero disaccordo del pilota a 19 kHz darà la condizione migliore, variando il punto al quale viene forzato il (vero) 38 kHz.

Duplicazione di frequenza

Alcune componenti spurie possono essere eliminate dall'uscita, togliendo completamente i 19 kHz dalla subportante rigenerata. Un semplice circuito accordato non farà mai un lavoro perfetto. Un circuito relativamente semplice, che va bene, è quello mostrato in fig. 13. La corrente anodica dell'oscillatore è fatta passare attraverso il circuito accordato a 38 kHz, in una fase tale da neutralizzare la componente a 19 kHz dell'amplificatore, dovuta allo stadio duplicatore (pentodo).
Una accurata regolazione dei valori (tensione di lavoro, valori dell'accoppiamento) può far si che questo circuito produca una seconda armonica quasi pura senza alcun circuito accordato (fig. 14). Quando si usa come comune carico anodico, un circuito accordato, è possibile una reiezione virtualmente completa, con regolazione relativamente non critica.

Filtraggio dell'uscita

A questo punto, molti avranno scoperto che l'uscita, anche con deaccentuazione, contiene un apprezzabile segnale a 38 kHz e le sue bande laterali, che daranno disturbo, specialmente se si desidererà registrare su nastro. Un circuito a larga risonanza non darà una reiezione particolarmente buona. Un circuito risonante stretto, o un filtro convenzionale a doppio T, blocca solo i 38 kHz e lascia passare la maggior parte delle oscillazioni laterali.
Una soluzione molto semplice è uno speciale doppio T, che comprende la deaccentuazione e provvede uno zero largo e profondo sopra la regione dei 38 kHz e richiede valori che non sono così critici come il circuito normale doppio T, (fig. 15). La giusta deaccentuazione si ottiene regolando la resistenza totale in serie della sorgente (comprendente gli elementi di carico della matrice o dei diodi nella loro disposizione serie-parallelo) al valore di impedenza (resistiva) di 25 kohm per i valori indicati nel doppio T. Si possono usare altri valori se si devono adattare valori circuitali diversi. I valori ideali per il circuito originale a doppio T sarebbero $a/c=7{,}5$; $b/c=1{,}15$.
L'uso dei valori $a/c=6$, $b/c=1{,}2$ acconsente la presenza di una certa resistenza in serie della sorgente. Il grande vantaggio di questo circuito è che tutti i valori sono relativamente non critici. Variando una qualsiasi coppia di valori del 5%, il circuito conserva una reiezione migliore di 40 dB. Infatti, quando si usa questo filtro, si trova che sono presenti le armoniche dei 38 kHz, che però sono completamente mascherate previamente dalla molto maggior componente a 38 kHz. Se le componenti a 76 kHz diventassero pericolose potrebbero essere eliminate da R e C supplementari, o anche usando valori modificati, così che questi possono divenire parte del circuito di deaccentuazione, e infine, effettuando l'attenuazione di circa 30 dB della frequenza 76 kHz. Se si desidera una reiezione maggiore o migliore, si può usare un simile filtro a doppio T, centrato a 76 kHz, con una larghezza anche maggiore nelle tolleranze.
Questo articolo ha fornito i dati per il progetto basilare, o per il metodo da usare, piuttosto che completare lo studio di ogni singolo circuito. Quanto si è detto può essere applicato a qualunque circuito adattatore, dove sono necessari tali filtri, impiegando i fattori normalizzati di progetto, che abbiano fornito, in qualunque dispositivo previsto da ogni singolo progettista.

◀ Fig. 12

Il filtraggio supplementare della subportante (come detto nel testo), può, con la corretta scelta dei valori (v. testo), correggere la differenza di ritardo fra i canali somma e differenza.

◀ Fig. 13

Circuito completo duplicatore di frequenza, che permette di eliminare completamente la frequenza pilota a 19 kHz.

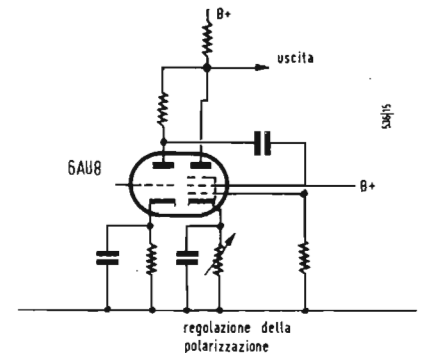



Fig. 14 ▶

Con accoppiamento a resistenza, il circuito di fig. 13 raddoppia di frequenza qualunque segnale, e annulla la frequenza fondamentale di entrata.

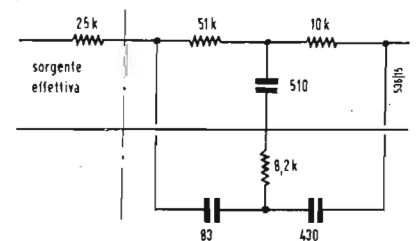



Fig. 15 ▶

Filtro a doppio T asimmetrico utilissimo, che permette di ottenere la deaccentuazione e la reiezione della banda 38 kHz, nello stesso circuito.

L'isolamento fonico delle sale

di R. Lamoral

da "Revue du Son", febbraio 1961, pag. 60

a cura del Dott. Ing. G. Baldan

Diversi sistemi di propagazione dei rumori

a) Trasmissione dell'energia sonora per conduzione attraverso o lungo i materiali o l'ossatura della costruzione che si trova fra il locale perturbatore ed il locale perturbato.

L'ossatura può essere messa in vibrazione da rumori aerei o da una macchina fissata ad essa più o meno rigidamente.

Esempi:

— Un gruppo elettrogeno piazzato in un sotterraneo ma male isolato, può trasmettere le sue vibrazioni allo zoccolo che lo supporta e di qui all'ossatura di tutta la costruzione. La molestia che ne deriva dipende dall'ampiezza e dalla frequenza delle vibrazioni.

— Un musicista si esercita nel suo appartamento e per precauzione ha posto sotto le rotelle del suo strumento dei blocchi acusticamente isolanti. Malgrado questo accorgimento le onde sonore, emesse dal piano, mettono in vibrazione più o meno forte certi elementi dei muri e tali vibrazioni si propagano attraverso l'ossatura della costruzione come nel caso precedente.

b) Trasmissione per vibrazione delle pareti che separano i due locali (perturbatore e perturbato), questo modo di trasmissione è noto anche come effetto diaframma od effetto tamburo.

Essa si manifesta in modo particolare quando si ha a che fare con pareti leggere o male incastrate che non oppongono una inerzia sufficiente alla massa in vibrazione.

Le pareti, che hanno delle frequenze proprie basse, sono più trasparenti ai suoni di bassa frequenza.

E' per questo che il suono della radio del vicino ci giunge così deformato, le frequenze basse passano più facilmente delle alte.

c) Trasmissione per conduzione in aria attraverso delle aperture: fessure, orifizi diversi che mettono in comunicazione i due locali.

Esempi:

— Il vicino di fronte ha una finestra aperta, anche noi abbiamo una finestra aperta. Noi sentiamo la sua radio solo per via aerea.

— Una applicazione è l'ascolto attraverso il buco della serratura.

Abbiamo separato volutamente i tre modi di trasmissione perchè molto spesso in pratica si hanno più vie di trasmissione contemporanee che occorre combattere separatamente.

Mezzi per ridurre le trasmissioni

a) Trasmissione per conduzione

Si utilizzano sistematicamente delle pareti di struttura non omogenea e si dispongono delle discontinuità in tutti i punti in cui è possibile. Per esempio i giunti di dilatazione sono sempre favorevoli, anche se insufficienti.

I maggiori nemici di questo sistema di trasmissione sono i doppi muri con intercapedine d'aria, i pavimenti galleggianti ed i soffitti sospesi.

La tubazioni e canalizzazioni varie e le condotte metalliche per l'aria condizionata sono molto pericolose sotto questo punto di vista e dovrebbero essere ogni tanto interrotte con dei giunti plastici.

Non occorre dire quanto sia difficile non dimenticare niente, in un progetto di costruzione, di tutto ciò che può permettere il manifestarsi di questo tipo di conduzione. A dire il vero il problema è molto delicato e la scelta dei materiali per formare le discontinuità richiede una comlpeta conoscenza degli stessi: variazione delle proprietà elastiche sotto carichi variabili, invecchiamento, ecc.

b) Trasmissione per effetto diaframma

E' la più importante quando i locali in questione sono contigui.

La soluzione più radicale consiste nell'uso di pareti pesanti.

L'isolamento dei muri, solai, ecc. monolitici è determinato infatti dalla legge di massa:

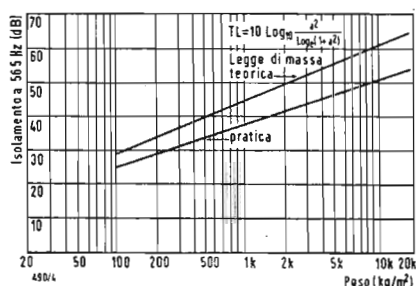
$$L = 10 \log_{10} \frac{a^2}{\log_e (1 + a^2)}$$

dove $a = m\omega/\rho c$

m = densità o massa della parete in g/cm²

ω = pulsazione = $2\pi f$

ρc = 42 nel sistema considerato (per l'aria)

L = perdite di trasmissione

◀ Figura 1

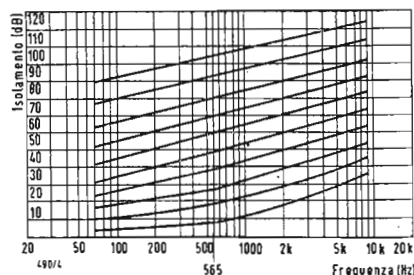



Figura 2 ▶

In questo articolo faremo una rapida rassegna dei mezzi disponibili per proteggere i locali di registrazione e di audizione dalle diverse forme di rumori provenienti da sorgenti esterne ai locali stessi.

La fig. 1 mostra l'isolamento teorico in dicibel alla frequenza di riferimento di 565 Hz. La curva inferiore della stessa figura mostra quello che si può sperare di ottenere in pratica.

La fig. 2 indica l'isolamento pratico in funzione della frequenza delle pareti semplici: la fig. 1 si riferisce solo alla frequenza di riferimento di 565 Hz, invece la fig. 2 mostra l'isolamento che si ottiene alla altre frequenze, una volta noto l'isolamento a 565 Hz.

La fig. 3 dà l'isolamento di qualche singolo materiale in funzione dello spessore. Tali valori valgono per le pareti semplici, però possono essere migliorati di parecchi dB con l'impiego delle strutture composte.

La fig. 4 mostra l'indice di attenuazione sonora per il rivestimento della facciata previsto per la Maison de la Radio di P a r i g i. Nella stessa figura si vede anche che in pratica si sono ottenuti 7 dB di miglioramento rispetto alla legge di massa per la frequenza di 565 Hz.

Se si tien conto del fatto che la legge di massa è molto ottimistica (5 dB circa per questo peso) si vede che si ottiene un miglioramento effettivo di circa 12 dB grazie all'impiego di una struttura composta, e ciò è molto importante.

L'utilizzazione delle pareti composte è normale ogni volta che il peso costituisce un problema (per es. in aeronautica). Certe porte chiamate « acustiche » sono realizzate secondo questo principio e portano a dei vantaggi superiori a quelli previsti dalla legge di massa.

c) Trasmissione per conduzione aerea

Questo è il problema delle fughe ed il solo modo di evitarlo è quello di otturare accuratamente qualsiasi foro e fessura.

Si deve ricordare che quelle che passano più facilmente attraverso le fessure sono le frequenze più alte; e ciò può far subito pensare a qualche chiusura non ben eseguita tutte le volte che, durante una misura dell'indice di trasmissione, si nota che l'attenuazione è debole alle alte frequenze.

Nota

Per terminare ricordiamo le tre grandezze significative che servono per definire l'isolamento.

Si abbiano due sale: una perturbatrice e l'altra perturbante; sia L_1 il livello sonoro medio della prima ed L_2 il livello sonoro medio della seconda (espressi ambedue in dB).

L'isolamento sonoro medio è:

$$D_b = L_1 - L_2 \text{ dB}$$

L'isolamento sonoro normalizzato è:

$$D_n = L_1 - L_2 + 10 \log \frac{T}{0,5} \text{ dB}$$

Si è apportata una correzione per riportare l'isolamento al valore che esso avrebbe se la sala perturbata avesse un tempo di riverberazione di 0,5 sec (valore medio per un ufficio).

T è il tempo di riverberazione effettivo della sala perturbata.

Questa correzione è resa necessarie dal fatto che il livello misurato nella sala perturbata è tanto più alto quanto più la sala stessa è riverberante, a parità di struttura delle pareti.

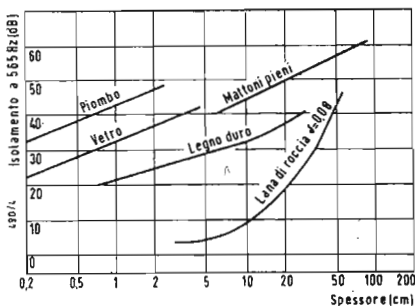
L'indice di attenuazione sonora è:

$$R = L_1 - L_2 - 10 \log \frac{A}{S}$$

In questo caso la correzione è rigorosa ed R rappresenta l'isolamento intrinseco della parete misurata. A rappresenta il numero di unità di assorbimento della sala perturbante, dato dalla formula di Sabine:

$$T = \frac{0,16}{A} V$$

S è la superficie della parete misurata (in m^2).

Quindi quando si dà una cifra sarebbe bene specificare esattamente di quale grandezza si intende parlare. Molto spesso si dà l'isolamento sonoro normalizzato D_n per caratterizzare una parete; le si attribuisce così un isolamento di circa 10 dB superiore alla realtà. Con questo sistema è perciò possibile annunciare degli isolamenti molto alti. In tutto questo articolo noi ci siamo sempre riferiti all'indice di attenuazione sonora R. ■

◀ Figura 3

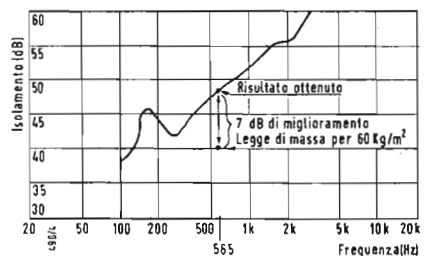



Figura 4 ▶

La distorsione negli stadi d'uscita a transistori

di H. Schreiber

da "Toute la Radio", febbraio 1961, pag. 63

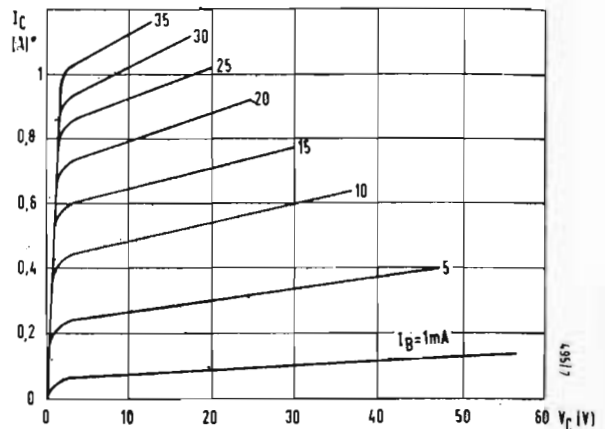
a cura del Dott. Ing. P. Postorino

Fig. 1 ▲

La famiglia di caratteristiche date dal fabbricante sono soltanto curve a corrente di base costante.

Non tutti, al momento, sono d'accordi se uno stadio di potenza a transistori possa lavorare con una distorsione maggiore o minore di quella relativa ad uno stadio a tubi.
Per avere una risposta oggettiva a questa questione, ci si potrebbe basare su risultati sperimentali; ma, purtroppo, è molto difficile verificare questi, in quanto ci sono termini non direttamente comparabili come la controreazione, la qualità del trasformatore d'uscita eccetera.
Esiste però un metodo che permette di dedurre, con molta precisione, la distorsione dalle caratteristiche di un'unità amplificatrice. Questo metodo, però, non può essere direttamente applicato alle « famiglie » di caratteristiche, così come vengono abitualmente pubblicate dai fabbricanti.
Dimostreremo, qui sotto, quali vantaggi possiede, sotto questo ed altri punti di vista, l'abaco « universale » di caratteristiche. Con l'ausilio di un esempio corrente, esporremo come possa determinarsi la distorsione di un transistore; i risultati dovrebbero convincere anche i più scettici.

L'abaco universale

Come si vedrà in seguito, non possiamo dar torto ai fabbricanti di transistori, quando affermano che in generale i transistori introducono minore distorsione delle valvole. D'altra parte bisogna invece dar loro torto per quanto riguarda la presentazione delle caratteristiche dei loro transistori, poichè è praticamente impossibile utilizzarle, per il calcolo della distorsione. Esse sono, infatti, di un uso estremamente poco comodo ed in più sono sovente inesatte, in quanto rilevate staticamente (punto per punto).
Con una variazione della temperatura di giunzione fra + 25 e + 50°C e tensione emettitore-base costante, si ha un aumento della corrente di collettore di 10 volte, il che comporta un errore del 1000%!
E' evidente che in queste condizioni le indicazioni date in funzione della tensione emettitore-base sono inutilizzabili in regime dinamico, in cui la temperatura del collettore può essere considerata come costante, come è noto in classe A ed altrettanto quando non si lavori in T.B.F.
In un articolo apparso sul numero 243 di « Toute la Radio » è stato dimostrato che un abaco universale, rilevato a dissipazione costante, dà delle caratteristiche di un transistore un'immagine insieme più precisa ed in pratica più facilmente utilizzabile. Sfortunatamente, molto raramente i costruttori pubblicano una simile rappresentazione. Sovente, infatti, danno delle caratteristiche con la corrente di base come parametro. Qualora presentassero, invece, nello stesso tempo, una curva, rappresentante l'andamento (sotto una tensione di collettore sufficientemente piccola per avere una dissipazione trascurabile) sia della corrente di collettore, sia della corrente di base in funzione della tensione base-emettitore, ci si potrebbe stabilire una caratteristica universale. Una tale rappresentazione permette, infatti, di determinare un punto di ciascuna curva a tensione emettitore-base (V_B) costante; questo punto corrisponde evidentemente alla tensione di collettore sopra citata. Per tracciare poi le curve V_B, basta tener presente che, nel caso di un transistore in lega, la resistenza dinamica d'uscita, a tensione di base costante è, per un dato valore della corrente di collettore, all'incirca uguale al doppio della resistenza di uscita a corrente di base costante. Bisogna perciò dare alle curvve V_B una pendenza uguale alla metà di quella delle curve I_B, che si trovano a loro vicine.
In fig. 1, abbiamo riprodotto le caratteristiche a I_B costante, così come pubblicate dal fabbricante. La curva di fig. 2 illustra, per una tensione collettore-emettitore (V_c) di 2 V, l'andamento della tensione di base in funzione della corrente di base. Partendo da questi due grafici, abbiamo ricavato l'« abaco universale » di fig. 3.

Grandezze dedotte dall'abaco universale

Prima di parlare di distorsione, desideriamo precisare che l'esempio scelto non costituisce assolutamente un caso particolare; tutti i transistori di potenza, oggi in commercio, hanno caratteristiche perfettamente paragonabili con quelle qui riportate. Per di più, la retta tracciata in fig. 3 per una resistenza di carico R_c = = 44 Ω sarà utilizzata fra i punti A e B, cioè su una porzione molto più grande di quella pertinente, abitualmente, ad una valvola.
Dalla figura risultano questi limiti:
Punto A: I_c = 1,07 A; V_c = 3 V; I_B = 35 mA; V_B= = 445 mV.
Punto B: I_c = 0,07 A; V_c = 45 V; I_B = 0; V_B = = 140 mV.
Il punto medio di funzionamento è in P, a mezza strada fra A **e** B. Per cui si ha con buona approssimazione: I_c = 0,55 A e V_c = 24 V, essendo quest'ultimo valore quello della tensione di alimentazione, allorchè si lavori con un carico di resistenza, in corrente continua, trascurabile (trasformatore d'uscita), La polarizzazione di base deve corrispondere ugualmente al punto P, cioè I_B = 10 mA con V_B = 360 mV.
Dalle grandezze relative ai limiti A e B, si può dedurre:
La tensione di pilotaggio necessaria per modulare in pieno il transistore (compresa fra 140 e 445 mV, poniamo 108 mV_{eff}).
La corrente di pilotaggio corrispondente (compresa fra 0 e 35 mA, cioè 12,4 mA_{eff}).

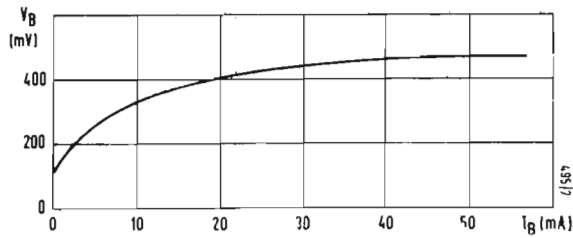



Fig. 2 ▲ La curva qui riportata, rilevata per una tensione di collettore relativamente piccola (2V) può servire per ricavare con l'aiuto di fig. 1, un «abaco» universale.

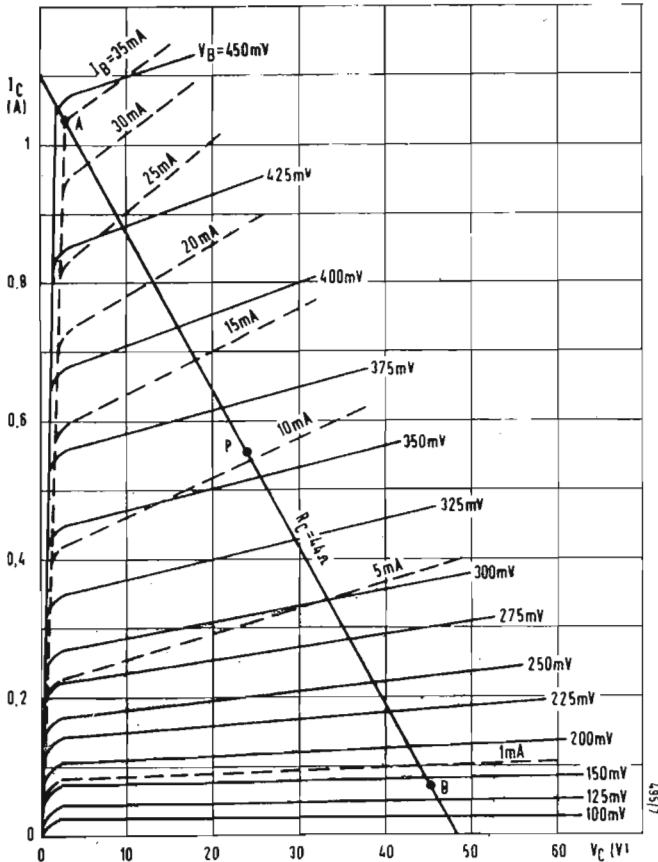



Fig. 3 ▲ Abaco universale, ottenuto con i grafici di figura 1 e 2, ammettendo una resistenza dinamica d'uscita a tensione di base costante uguale al doppio di quella a corrente di base costante.

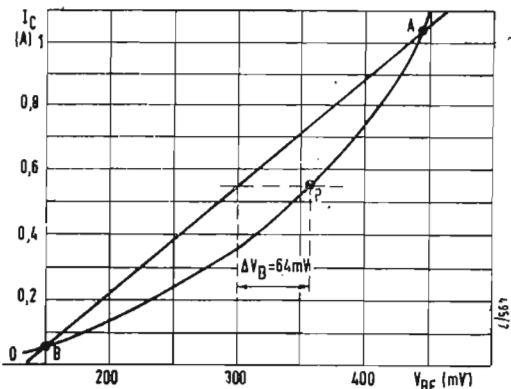



Fig. 4 ▲ Caratteristica dinamica per pilotaggio per tensione.

La resistenza media d'entrata, rapporto delle due grandezze precedenti, cioè 8,7 Ω.
La potenza di pilotaggio, prodotta dalla due prime grandezze, cioè 1,34 mW.
La tensione massima d'uscita (compresa fra 3 e 45 V, cioè 14,8 V_{eff}.
La corrente massima d'uscita (compresa fra 70 e 1070 mA, cioè 354 mA $_{eff}$.
La potenza massima d'uscita, prodotto di quest'ultimi due fattori, cioè 5,2 W.
Il guadagno in potenza, uguale a 3900, cioè 36 dB circa.
Il guadagno medio in tensione, uguale a 137.
Il guadagno medio in corrente, uguale a 28, 6.
La pendenza dinamica media, uguale a 3,3 A/V.
La potenza d'alimentazione (uguale alla dissipazione a riposo, punto P), di 13,2 W.
Il rendimento, uguale al 39,5% (limite teorico in classe A: 50%). Abbiamo citato tutte queste grandezze fondamentali, non soltanto per meglio inquadrare il nostro esempio, ma specialmente per dimostrare come sia del tutto facile dedurre queste grandezze da un « abaco universale ».

Le caratteristiche dinamiche

Per determinare la distorsione, basta, nel caso delle valvole, stabilire una caratteristica dinamica, prendendo come base la retta di carico tracciata sulla famiglia di curve. Nel caso dei transistori, il doppio aspetto « tensione » e « corrente » porta a due caratteristiche dinamiche, l'una è ottenibile rilevando i punti d'intersezione delle curve a tensione di base costante con la retta di carico (fig. 4), e l'altra basandosi sulle curve I_B (fig. 5).
E' facile constatore che nè l'una, nè l'altra di queste curve è lineare; ma ciò non presuppone una forte distorsione del transistore. Infatti, questo non lavora mai con una sorgente di pilotaggio di resistenza interna nulla (corrispondente cioè alle condizioni di fig. 4) e nemmeno infinita (condizioni di fig. 5).
In pratica lo stadio pilota presenta sempre una certa resistenza d'uscita. Si è condotti così allo schema equivalente di fig. 6, in cui lo stadio precedente è rappresentato da un generatore di resistenza interna R_B; la tensione e_B è quella che si ha aggiungendo alla tensione continua di polarizzazione (dato dal divisore di tensione di base, fig. 6) la tensione istantanea fornita dalla sorgente.
Dato che le due caratteristiche dinamiche di fig. 4 e 5 hanno curvature opposte, è evidente che la linearità dell'amplificatore dipende dal valore di R_B (fig. 6). Lo scarto di linearità, come si può vedere, relativo al punto P è di 64 mV nel caso di fig. 4 e di 8 mA nel caso di fig. 5. Si può dimostrare che la *linearità* diventa *ottima* quando si sceglie R_B uguale al *rapporto di questi due scarti di linearità;* cioè nel nostro caso, R_B = 64/8 = 8 Ω. In precedenza si era trovata una resistenza media d'entrata uguale a 8,7 Ω; per questo transistore la condizione di migliore linearità è perciò molto vicina a quella di adattamento ottimo.
In fig. 7 è riportata una nuova caratteristica dinamica tracciata per R_B = 8 Ω, aggiungendo, a quella di fig. 4, il prodotto, pertinente ad ogni punto, I_B R_B. E' del tutto facile verificare che questa curva è molto più lineare delle precedenti.

Calcolo della distorsione

Per determinare, partendo dalla curva di fig. 7, la distorsione, impiegheremo un procedimento ben conosciuto per le valvole; cosa che ci solleva dal compito di fornire qualsiasi dimostrazione.
Questo procedimento consiste nel suddividere la scala e_B, fra i punti A e B, in quattro parti uguali. In questo caso ogni parte corrisponde ad una variazione della tensione pilota di 143 mV. Se, in partenza, il punto P è stato scelto con cura, esso corrisponderà alla divisione di centro; se necessita, bisogna spostarlo leggermente.
Determinati così cinque punti sulla caratteristica dinamica, si cercano sulla scala delle I_c i valori corrispondenti della corrente di collettore.

Per chiarezza redazionale, abbiamo preferito riportare in fig. 7, solo i valori, che, qui sotto, ci serviranno per calcolare le ampiezze delle diverse componenti.
Per la fondamentale, si ha:

$$I_1 = \frac{(i_3 + i_4) - (i_1 + i_2)}{3}$$

cioè 520 mA (per i valori relativi al nostro esempio); per l'armonica 2:

$$I_2 = \frac{i_0}{2} - \frac{i_1 + i_4}{4}$$

cioè 5 mA; il che significa una distorsione di 2^a armonica inferiore all'1%. Il tasso d'armonica 3 è:

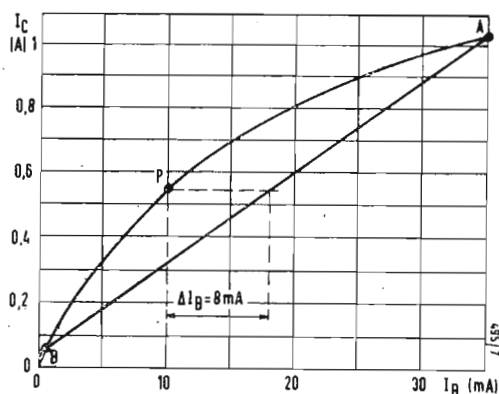
$$I_3 = \frac{i_3 - i_2}{3} - \frac{i_4 - i_1}{4}$$

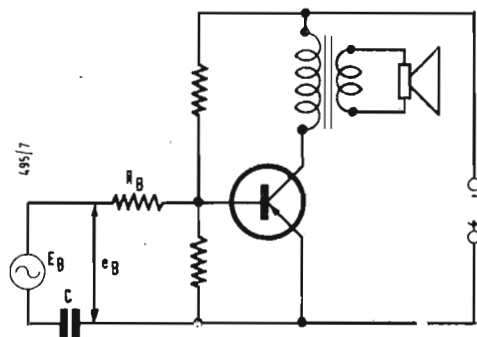
cioè 12 mA, quindi 2,3%. Infine, per la distorsione globale si ha:

$$kd\ (\%) = \frac{100}{I_1} \quad \sqrt{I_2^2 + I_3^3}$$

cioè circa il 2,5% e ciò per una potenza d'uscita di 5,2 W con un rendimento all'incirca del 40%.
In caso di valvola (EL84), si ha una potenza d'uscita simile con il 10% di distorsione; il rendimento, tenendo conto delle dissipazioni di placca, di schermo e dei filamenti, è inferiore al 30%.

Considerazioni pratiche
I calcoli, fatti qui sopra, partendo delle curve caratteristiche hanno senz'altro il vantaggio di una grande obiettività; da qui alla realizzazione di un amplificatore « H.F. » a transistori il passo non è breve. Comunque cercheremo di dare qualche utile indicazione.

In primo luogo, è evidente che quanto detto si può applicare ugualmente agli amplificatori simmetrici, salvo il caso in cui la 2^a armonica diventi nulla. Si può allora cercare di determinare R_B, in modo da rendere la 3^a armonica la più bassa possibile, tralasciando la 2^a armonica. In più, con dei circuiti simmetrici serie-parallelo, si possono avere ottime resistenze d'uscita di una quindicina di ohm, facilmente realizzabili con bobine mobili. Si evitino così le perdite, che si hanno invece nel caso delle valvole, dovute agli imperfetti adattamenti, perdite che allorchè non viene usato un trasformatore, possono arrivare fino al 50% in potenza. Nel caso dei transistori, d'altronde, non è necessario impiegare un trasformatore pilota. Uno stadio a collettore comune fa benissimo lo stesso ufficio, in quanto la pendenza del transistore varia con la polarizzazione; dato, pei. che la resistenza d'uscita è precisamente uguale all'inverso di questa pendenza, è molto facile portare R_B (fig. 6) al valore voluto.
Tuttavia, sopra queste rosee previsioni può cadere la ombra provocata dalla costante termica del transistore. Questa ultima, dell'ordine di 10 ms, è tale da fare apparire, alle frequenze molto basse, un aumento della pendenza. Ricordando però che, in vicinanza della risonanza meccanica, la distorsione introdotta dai migliori altoparlanti è del 50%, non è poi così molto grave disinteressarsi della distorsione relativa ad una frequenza così bassa. E' molto difficile ottenere, con i correnti transistori di potenza, una risposta lineare al di là dei 20 o 30 kHz. Ma se si considera che, in una stanza di normale ascolto, le riflessioni sulle pareti (e questo di già a 5 o 10 kHz) fanno insorgere differenze di livello di molte decine di dB da un punto all'altro, non si vede la necessità di avere una risposta lineare entro ± 5 dB fino a 100 kHz! E ciò, senza parlare delle « montagne russe » della curva di risposta dell'altoparlante.
Resterebbe infine da considerare il fatto che i fabbricanti pubblicano delle caratteristiche per i transistori di potenza del tutto inutili per un progetto di un circuito ad lAta Fedeltà.
Ma, al riguardo, non possiamo prendere una netta posizione. Sentiamo cosa dicono i lettori.

◀ Fig. 5

Caratteristica dinamica Per pilotaggio per converte

◀ Fig. 6

Linearità di un transistori dipende essenzialmente dal valore della resistenza interna (RB) della sorgente di pilotaggio.

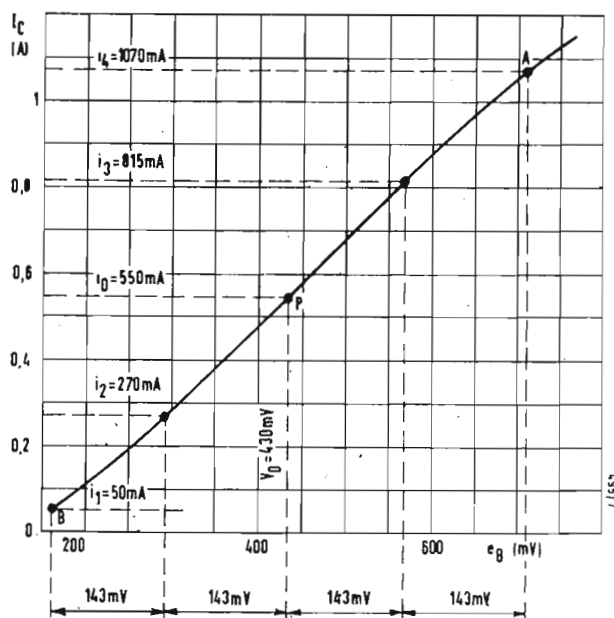



Fig. 7 ▲

Gli scarti di linearità delle curve di fig. 4 e 5 hanno permesso di determinare la resistenza d'inserzione corrispondente alla minima distorsione e per la quale è stata stabilite questa caratteristica dinamica.

CARATTERISTICHE DI FRUSCIO DEL NASTRO

di William B. Snow

da "Audio", febbraio 1961, pag. 26

a cura del Dott. Ing. G. Checchinato

Il fruscio del nastro costituisce una delle limitazioni più importanti in tutti i processi di registrazione. In questo articolo esamineremo alcuni criteri che permettono di giudicare un registratore a nastro sotto il profilo del fruscio.

Il fruscio è una delle limitazioni più importanti in qualsiasi processo di registrazione. Se non si arriva ad un basso livello del fruscio è impossibile ottenere una vera riproduzione sonora ad alta fedeltà, perchè le pause ed i passaggi a basso livello vengono sentiti con l'intrusione di un rumore di fondo interferente e non desiderato. La caratteristica della moderna registrazione su nastro è infatti costituita da un basso livello del fruscio che permette una ampia dinamica di registrazione.

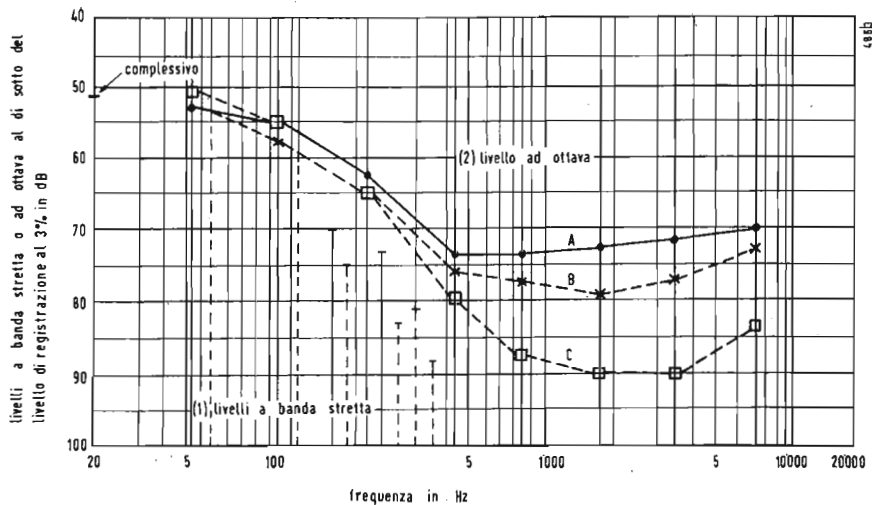
Rapporto segnale/disturbo

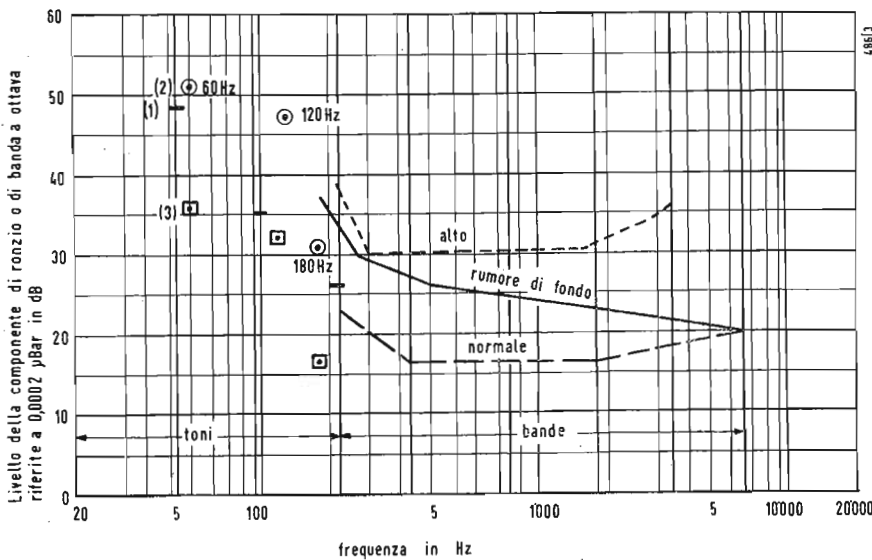
Il rapporto segnale/disturbo dei registratori a nastro viene di solito definito come il rapporto fra la tensione di un segnale mono frequenza che dà una distorsione armonica del 3% ed il disturbo totale misurato in tutta la gamma di riproduzione. Il punto al 3% di distorsione rappresenta il massimo livello di registrazione ammesso per le ampiezze di picco del segnale ed esso viene normalmente misurato a 250 Hz.
Quando il rapporto segnale/disturbo viene espresso con un unico numero come nel caso dei registratori a nastro, esso rappresenta praticamente il rapporto segnale/ronzio. La riduzione del ronzio è particolarmente difficile con i registratori a nastro, perchè la testa di riproduzione deve essere montata vicino a motori e trasformatori di potenza i quali producono dei campi magnetici dai quali la testa deve essere schermata. Inoltre l'equalizzazione di lettura richiede un aumento dell'amplifiacazione alle basse frequenze. Si avverte che un esame dettagliato del fruscio prodotto da un registratore avrebbe potuto essere molto interessante. Per l'esame si è impiegato un Movicorder fatto funzionare ad una velocità di 7,5 pollici/sec (= 19 cm/sec).

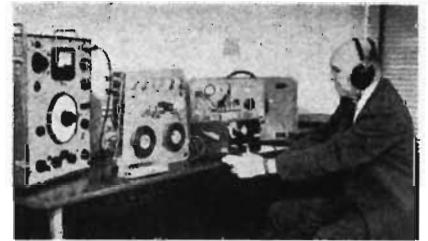
Analisi di frequenza del fruscio del nastro

Dapprima si riproduce un tratto del nastro sul quale era stato registrato un tono a 250 Hz in modo da avere una lettura di riferimento. Poi si riproduce del nastro cancellato senza modificare l'amplificazione dell'amplificatore e si misura il fruscio in uscita per mezzo dei filtri elettrici di due tipi di analizzatori di frequenza.
La fig. 1 mostra i risultati della misura del fruscio eseguita con un analizzatore a banda stretta (25 Hz) e ad ottava. Si vede che il rapporto segnale/disturbo complessivo, come è stato prima definito, è uguale a 52 dB. Con i filtri ad ottava il rumore è stato controllato in tre condizioni diverse:
(a) nastro cancellato nel registratore, (b) nastro cancellato in bobine, (c) nastro fermo in modo da vedere solo il fruscio proprio dell'amplificatore.
Dalle curve si può vedere che il livello complessivo è dovuto in buona parte al fruscio delle due ottave più basse. Al di sopra dei 300 Hz i livelli sono molto minori. Alle basse frequenze si vedono due serie di « punte » messe in evidenza con l'analizzatore di banda a 25 Hz, con il quale si riesce a separare le singole componenti del fruscio. l fruscio nelle due ottave più basse è dovuto quasi completamente alle componenti a 60 ed a 120 Hz e rimane quasi completamente invariato se si ferma il nastro. Al di sopra dei 200 Hz il fruscio proviene invece in maggior misura dal nastro ed il rumore residuo (curva C) è praticamente trascurabile al suo confronto.
L'amplificatore ha quindi la possibilità di riprodurre dei nastri molto più silenziosi nel futuro, quando essi verranno prodotti. Delle piccole differenze fra il nastro cancellato nel registratore e quello cancellato in bobina denotano una buona simmetria dell'oscillatore di cancellazione.

Confronto con il rumore della stanza

E' importante per il successo della registrazione magnetica che il rapporto segnale/disturbo alle frequenze più alte sia molto superiore al rapporto complessivo di cui abbiamo parlato prima. I livelli rilevati con il filtro ad ottava sono praticamente costanti e circa 75 dB al di sotto del livello standard al 3% di distorsione. La fig. 2 è stata preparata per spiegare il significato di questo fatto. Invece di rapporti questa figura mostra i livelli effettivi del suono misurato in una stanza con un fonometro ed un analizzatore. Essi sono stati tracciati nella forma speciale di « livello mascherante » cioè del livello che deve essere raggiunto dal fruscio proveniente dal sistema di riproduzione se si vuole che esso sia percepibile in presenza del rumore proprio della stanza. Se esso scende al di sotto di questo valore esso viene mascherato dal rumore della stanza e non è più percepibile.
La linea continua riproduce la situazione del rumore di fondo di una stanza di ascolto tranquilla normale. Essa è definita con i livelli per singoli toni nella regione del

◀ Fig. 1

Risultati della misura del fruscio di un registratore normale.

◀ Fig. 2

Fruscio di un registratore confrontato con il rumore di fondo di una stanza mediamente silenziosa. Al di sopra dei 200 Hz si è usato un filtro ad ottave, al di sopra dei filtri a 25 Hz e quindi sono indicati solo dei singoli toni.

▲ Fig. 3

L'autore intento alla misura del rapporto segnale/disturbo di un Movicorder.

ronzio e con il livello per ottave al di sopra dei 200 Hz. Naturalmente i livelli di rumore variano nella stanza, tuttavia la forma rimane praticamente quella indicata. La fig. 2 mostra anche due condizioni di fruscio riprodotto durante la lettura derivate dalla curva A e dalle punte della fig. 1.

La condizione indicata con « alto » e (2) corrisponde ad una regolazione del controllo di volume che dà un livello massimo di 95 dB in una stanza di soggiorno normale — un livello questo usato soprattutto per impressionare gli amici con la altezza della fedeltà. La condizione indicata con « normale » e (3) corrisponde ad un livello più basso di 15 dB, che rappresenta meglio la intensità normale dell'ascolto domestico. Ciò che risulta da queste curve è il fatto che la forma della curva del fruscio si adatta bene alla curva del rumore di fondo della stanza con il quale deve competere. Nella condizione « alto » il fruscio è udibile sia alle alte, sia alle basse frequenze, praticamente con la stessa intensità, durante le pause assolute del programma. Nella condizione « normale » non si percepirà alcun fruscio riprodotto in questa stanza tipica, però nelle stanze più silenziose esso può essere avvertito. Ma anche in una stanza assolutamente silenziosa la forma del fruscio riprodotto rimane soddisfacente, perchè la soglia di sensibilità minima dell'udito è quasi parallela alla curva del rumore di fondo della stanza.

Rapporto segnale/disturbo ponderato

Gli effetti sopra descritti sono valutati nelle misure di trasmissione e di rumore, perchè la curva di risposta dello strumento tiene automaticamente conto del diverso « peso » dei segnali alle varie frequenze, in pratica riducendo il contributo delle basse frequenze. Normalmente viene dato un valore ponderato ed uno non ponderato, con i due valori si possono esprimere in modo migliore le caratteristiche dei riproduttori. Nel caso dei risultati appena presentati si è trovato che, usando un fonometro normale con la scala di ponderazione A si sono ottenute le seguenti misure del fattore segnale/disturbo.

Non ponderato, scala C = 52 dB.
Ponderato, scala A = 74 dB.

Questi due numeri ci dicono che le tensioni di fruscio più intense sono a bassa frequenza quindi più tollerabili, mentre il contributo delle alte frequenze è molto minore. Se viene dato solo il rapporto non ponderato, un registratore con un nastro difettoso o con una costruzione difettosa può dare un rapporto numericamente buono, però in pratica il disturbo può essere molto forte, perchè fatto soprattutto di alte frequenze.

Perciò, se nelle specifiche si aggiunge un altro numero, ottenuto facilmente con una piccola aggiunta ai complessi di misura standard, si può dare un significato molto più esplicativo al rapporto segnale/disturbo. Nella regione di ascolto critico i buoni registratori danno non i 50 dB dei quali di solito si parla, ma arrivano a 70 dB e più. ■

FUNZIONAMENTO DEGLI ALLINEAMENTI DI ALTOPARLANTI SERIE - PARALLELO

di James F. Novak

da "Audio", settembre 1961, pag. 23

a cura del Dott. Ing. A. TURRINI

Mentre i sistemi composti da molti altoparlanti esercitano una forte attrazione popolare, uno studio completo degli aspetti teorici di simili allineamenti può assicurare che tale popolarità è dovuta in notevole misura alla soggettività dell'uditore.

— Gli allineamenti di altoparlanti consistenti nel piazzamento economico di altoparlanti continua a ricevere sempre maggior favore, a giudicare dal numero di articoli «fatevelo da soli», che sono apparsi in varie pubblicazioni degli ultimi anni.

Se l'immaginazione dell'amatore audio è stata eccitata è dovuto in gran parte allo strombazzamento della straordinaria funzionalità fatto per questi sistemi. I dati pubblicitari tipici per sistemi di 16, 22 e 32 altoparlanti nell'ambito di costo di 2 o 3 dollari, sono: risposta misurata essenzialmente costante da almeno 20 Hz a 10 o 15 kHz a seconda della quantità di altoparlanti usati; assenza di risonanza del cono; risposta ai transistori superiori; distorsione estremamente bassa; esenzione da colorazione; guadagni di rendimento dell'ordine di 30 dB a 20 Hz, e molti altri troppo numerosi per poterli elencare.

Un tipico altoparlante da 2 o 3 dollari ha il diametro di 13 o 15 cm, un magnete del peso di 18 grammi, una bobina mobile di circa 14 mm, la risonanza a 100÷150 Hz, la capacità di sopportare la potenza di 4 o 5 watt, un rendimento di radiazione dell'1% o meno, e una risposta ragionevolmente accettabile fino a circa 7 kHz.

Nessuno degli autori dei suddetti articoli ha dato una spiegazione accettabile del come, usando « molti » di siffatti altoparlanti in combinazioni serie-parallelo, tali specifiche di funzionalità senza pretese, vengano trasformate in ben altre, che rivaleggiano col rendimento e la qualità (arrivando a superarli) dei sistemi più elaborati, più grossi e molto più costosi caricati con trombe a tre o quattro vie.

Dalle brevi spiegazioni offerte si può solo concludere che tutti i miglioramenti sono in relazione alla piccola frazione della potenza totale di entrata fornita a ciascun altoparlante, e alla piccola escursione risultante della bobina mobile, ciò che permette alle bobine mobili di muoversi in « campi magnetici lineari », o forse i miglioramenti sono dovuti al fatto che mentre i coni agiscono insieme, come se fossero un altoparlante esteso alle basse frequenze, il rendimento si mantiene alto, perchè ciascun cono ha una piccola massa.

La considerazione delle acustiche nel progetto degli allineamenti, più misure precise ed i relativi calcoli, portano alla conclusione che la maggior parte delle qualità decantate sono basate su valutazioni soggettive alquanto imprecise. E' scopo di questo articolo di esaminare il lato fisico degli allineamenti, di misurare l'efficienza di un particolare allineamento e quindi di trarre delle conclusioni.

FUNZIONALITA' DELL'ALTOPARLANTE

— Risposta

La curva di risposta in frequenza di un altoparlante è la variazione sia della pressione sonora, sia della potenza acustica in funzione della frequenza, con la tensione alla bobina mobile generalmente mantenuta costante.

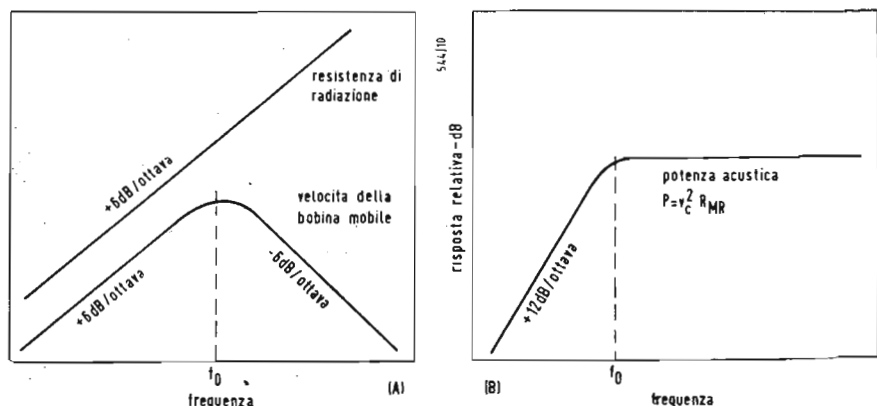



Fig. 1 ▲

(A) Curva di risonanza universale per altoparlanti, indicante la resistenza di radiazione e la velocità della bobina mobile in funzione della frequenza.

La potenza acustica irradiata anteriormente dall'altoparlante è:

$$P = |v_c|^2 R_{mr} = \left| \frac{e_g Bl}{R_c \sqrt{R^2_m + X^2_m}} \right| R_{mr},$$

dove v_c è la velocità della bobina mobile e R_{mr} la resistenza di radiazione. La quantità $\sqrt{{}^2_m + X^2_m}$, che compare al denominatore dipende dalla frequenza, come la resistenza di radiazione R_{mr} al numeratore, la quale varia col quadrato della frequenza.

La variazione della pressione sonora dovuta al denominatore variabile è esattamente uguale alla variazione della corrente elettrica in un circuito risonante elettrico a R, L, C in serie.

La curva universale di risonanza (A) di fig. 1 è la rappresentazione della variazione della corrente in funzione della frequenza normalizzata. Essa ha la pendenza di +6 dB per ottava di frequenza sotto la risonanza e la pendenza di —6 dB per ottava sopra la risonanza. La resistenza di radiazione ha la pendenza di +6 dB sotto e sopra la risonanza. Ciò porta ad aumentare ulteriormente le pendenze della curva di risonanza universale, che rappresenta la velocità della bobina mobile, di modo che sotto la frequenza di risonanza la pendenza è di +12 dB per ottava, mentre è 0 dB (piatta) sopra la risonanza, come si vede in (B) di fig. 1. Questa curva ora rappresenta la potenza acustica della curva di risposta in frequenza dell'altoparlante.

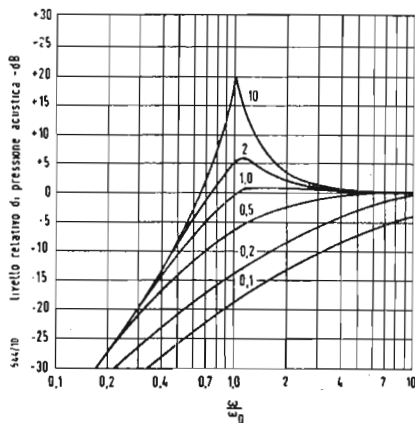
Si può vedere facilmente da questa curva che la frequenza di risonanza determina la frequenza di taglio inferiore di un altoparlante semplicemente provvisto di schermo acustico. Soltanto una diminuzione della frequenza di risonanza, o una variazione della pendenza della resistenza di radiazione (per es. per mezzo di un carico a tromba) possono abbassare la frequenza di taglio inferiore dell'altoparlante.

Quanto si è ora stabilito circa la relazione fra la frequenza di taglio inferiore e la frequenza di risonanza dell'altoparlante, è assai semplicista, perchè non si è tenuto conto dello smorzamento (o Q) alla risonanza. Il Q è debinito come:

$$Q = \frac{2\pi f_o M_m}{R_m},$$

dove f_o è la frequenza di risonanza, M_m è la massa totale e R_m è la resistenza totale meccanica. La fig. 2 fornisce la variazione della potenza di uscita in funzione della frequenza per diversi valori di Q. Il valore più desiderabile di Q sta fra 1,0 e 0,5. Valori minori di questi aumentano considerevolmente il taglio effettivo sopra la risonanza, mentre valori maggiori di 1, mentre estendono il taglio, creano una sopraelevazione alla risonanza. Un tipico altoparlante da 2 o 3 dollari ha un Q di circa 3, che può essere ridotto abbassando la frequenza di risonanza, col diminuire la massa, o aumentando la resistenza di radiazione.

Rendimento.

Qualunque altoparlante del tipo a cono può essere studiato per dare una risposta uniforme entro una modesta banda di frequenze. Limitazioni di carattere pratico, però, restringono severamente la riproduzione uniforme entro un vasto campo di frequenze. I due estremi dello spettro delle frequenze acustiche sono i più difficili da riprodurre con rendimenti paragonabili a quelli facilmente ottenibili nell'intervallo delle frequenze centrali. Oltre alle limitazioni imposte dalla frequenza di risonanza, l'inefficienza alle basse frequenze è pure dovuta al basso valore della resistenza di radiazio-

▲ Fig. 2

Livello della risposta di pressione acustica di un altoparlante radiatore diretto in schermo acustico infinito o in cassa chiusa.

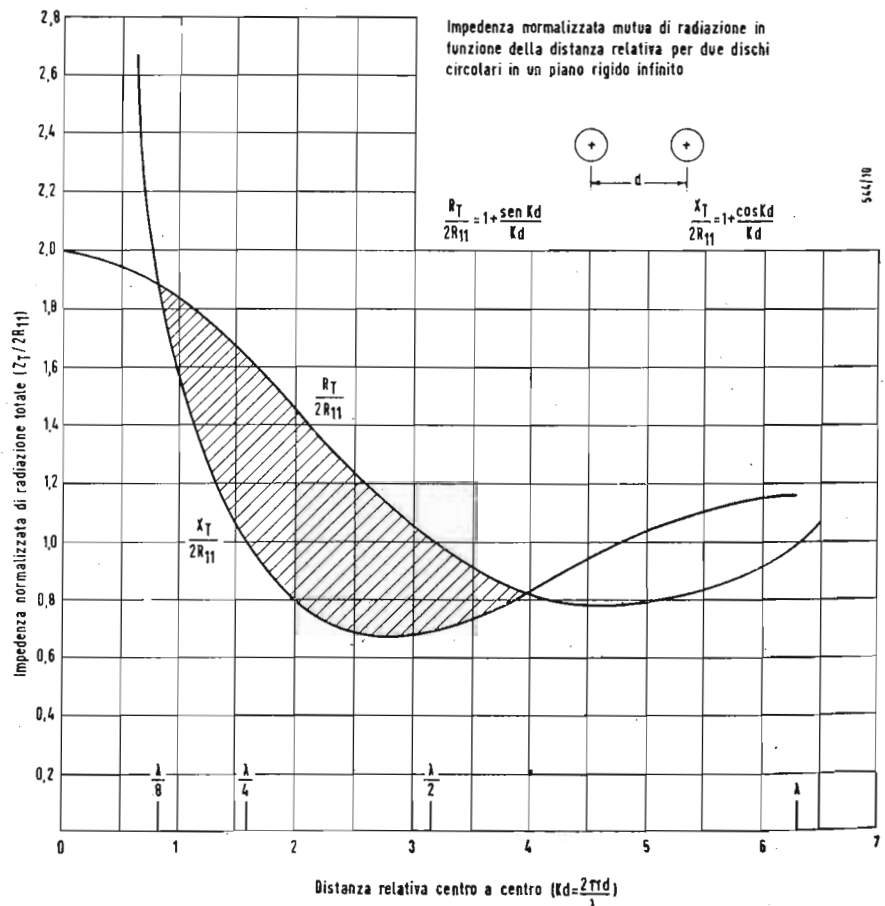



Fig. 3 ▶

Impedenza normalizzata di radiazione mutua in fnnzione della distanza relativa di due dischi rigidi circolari in un piano rigido infinito.

ne. Una forte resistenza di radiazione si può ottenere usando un grande cono, perchè la resistenza di radiazione è funzione del quadrato dell'area del cono.
Il rendimento alle alte frequenze di un altoparlante di tipo a cono, è limitato dalla reattanza di massa del sistema vibrante. Un modo ovvio per migliorare il rendimento alle alte frequenze è di ridurre la massa del sistema vibrante. Il mezzo più semplice per ottenere questa riduzione è di usare un cono piccolo.
Ci sono molti altri mezzi per estendere il campo, per es. l'uso di una tromba, o di un contenitore bass-reflex per l'estensione alle frequenze basse, e l'impiego di altoparlanti separati o di altoparlanti a doppio cono pilotati da un'unica bobina mobile, per l'estensione verso le alte frequenze. Questi mezzi non saranno qui presi in considerazione.

Diagramma direzionale.

Il diagramma direzionale di un altoparlante di tipo a cono dipende anzitutto dal diametro del cono e dalla frequenza, ma anche l'angolo del cono, la pasta della carta e il diametro della bobina mobile esercitano una certa influenza.
Poichè il diametro e la frequenza sono i fattori più importanti, i diagrammi direzionali possono essere approssimati soddisfacentemente da quelli di un pistone vibrante dello stesso diametro. Questi diagrammi mostrano che la radiazione diviene fortemente direzionale alle frequenze per le quali il diametro del cono è maggiore di una lunghezza d'onda. In altre parole, per ogni data frequenza, un cono di piccolo diametro ha un diagramma direzionale più largo di un cono di grande diametro.

Distorsione dei transitori.

Un transitorio è una forma d'onda generalmente con un fronte d'onda ripido, che non si ripete periodicamente ad intervalli. Tutti i principii e le fini rapide di un'onda periodica contengono una componente transitoria. Per una riproduzione indistorta, la forma d'onda acustica deve riprodurre fedelmente la forma d'onda all'ingresso. Un fattore importante determinante la risposta ai transitori, di un altoparlante è l'entità dello smorzamento del cono dell'altoparlante. La determinazione del Q in generale fissa lo smorzamento della risonanza fondamentale, ma non ovunque nella banda.
Il cono di un altoparlante è un dispositivo multirisonante alle frequenze più alte e vibra a sezioni. Ogni risonanza di ordine alto del cono, è accompagnata da un tempo di attenuazione del transitorio, che può essere ridotto in limiti accettabili, aumentando lo smorzamento, con un'opportuna scelta del materiale del cono e del trattamento dello stesso.
Un aumento sostanziale della resistenza di radiazione aiuterebbe anche ad aumentare lo smorzamento e perciò a ridurre la distorsione del transitorio.
Studi effettuati dal Larson e dall'Adducci mostrano che una qualità importante per una buona riproduzione dei transitori, è una caratteristica piana di risposta in frequenza, priva di creste ripide e di avvallamenti. Gli altoparlanti con caratteristica di risposta piatta hanno sempre minor distorsione dei transitori rispetto agli altoparlanti con punte ripide o avvallamenti. Gli autori sopra ricordati concludono inoltre che la distorsione dei transitori negli altoparlanti è meno importante alle alte frequenze, perchè la costante di attenuazione per esse della maggior parte degli ambienti è notevolmente maggiore di quella degli altoparlanti.

Distorsione armonica.

L'esame della caratteristica forza-spostamento di un comune altoparlante del tipo a cono in considerazione, mostra che il sistema di sospensione è lineare solo per piccole ampiezze, mentre si scosta molto dalla linearità per grandi ampiezze. Il risultato di una sospensione non lineare del cono è la produzione di armoniche di ordine dispari, quando la bobina mobile è eccitata con un segnale sinoidale di ingresso.
Un'altra fonte di distorsione è la disuniformità della densità di flusso attraverso il quale la bobina mobile deve spostarsi. La forza motrice è prodotta dalla corrente fonica nella bobina mobile, interagente col campo magnetico. Questa forza non è proporzionale alla corrente se il campo magnetico incontrato dalla bobina mobile varia con la posizione della bobina mobile. Il risultato è ancora la produzione di distorsione armonica.
Questo tipo di distorsione diviene grave solo quando la grandezza del cono è sufficiente a far sì che la bobina mobile si muova fuori dal traferro.

Distorsione da modulazione di frequenza e di intermodulazione.

Due altre forme di distorsione sono la distorsione da modulazione di frequenza e quella di intermodulazione. Queste vengono talvolta confuse tra di loro.
Se il cono irradia insieme un'onda di alta frequenza e un'onda di bassa frequenza, l'energia di alta frequenza viene modulata dall'onda di bassa frequenza. L'onda risultante può essere risolta in una portante (l'alta frequenza) e nelle bande laterali (le frequenze di intermodulazione) più l'entrata di bassa frequenza. Questo tipo di distorsione, noto come modulazione di frequenza, è molto piccola sotto 1 kHz e diviene importante solo alle frequenze più alte, quando l'ampiezza a bassa frequenza del cono è molto grande.
La distorsione di intermodulazione (I.M.) è uno degli effetti della non linearità, quando si applica all'ingresso più di una frequenza. Si manifesta in due forme: modulazione di ampiezza di una frequenza ad opera di un'altra frequenza, e la produzione delle frequenze somma e differenza.
Se un altoparlante con un sistema di membrana non lineare riproduce due frequenze, la frequenza più alta può venire modulata in ampiezza dalla frequenza più bassa, creando uno spiacevole effetto di tremulo.

La forma più preoccupante di distorsione di intermodulazione è la formazione delle frequenze somma e differenza. Queste frequenze sono generalmente inarmoniche e possono creare gravi distorsioni note come fruscio, ronzio, o rumorisità.
L'ampiezza dello spostamento del cono è inversamente proporzionale al quadrato della frequenza, per una potenza di uscita costante. In conseguenza, gran parte della distorsione risiede nel campo delle basse frequenze, perchè le non linearità si manifestano quando l'escussione del cono è grande.

Il cono di un altoparlante deve mettere in moto una determinata massa di aria, per produrre un dato livello di pressione sonora a una data frequenza. Evidentemente un grande cono non dovrà spostarsi tanto quanto un piccolo cono per muovere la stessa quantità d'aria, o per meglio dire, per produrre la stessa potenza di uscita sonora. A motivo di questa necessità di minor ampiezza di spostamento, un altoparlante a cono grande produce una distorsione minore rispetto a un altoparlante a cono piccolo, perchè il primo lavora nel campo delle escursioni lineari. La considerazione di tutti i fatti prospettati sopra sembra creare un paradosso. La buona riproduzione delle basse frequenze richiede coni di grande diametro, ma al tempo stesso, il grande diametro e la conseguente grande massa divengono due importanti elementi deleteri riguardo alla risposta piatta delle alte frequenze. La forte massa provoca una drastica riduzione del rendimento nel campo delle alte frequenze. Conseguentemente, in questo campo, il diagramma direzionale diviene molto stretto.

Diagrammi direzionali larghi richiedono coni di diametro piuttosto piccolo.

L'idea di un grande numero di piccoli altoparlanti, che lavovrano all'unisono, ora comincia a essere considerata interessante. Ciascun altoparlante sarà chiamato a riprodurre solo una piccola frazione della potenza totale di entrata e perciò lavorerà nella zona più lineare, per-

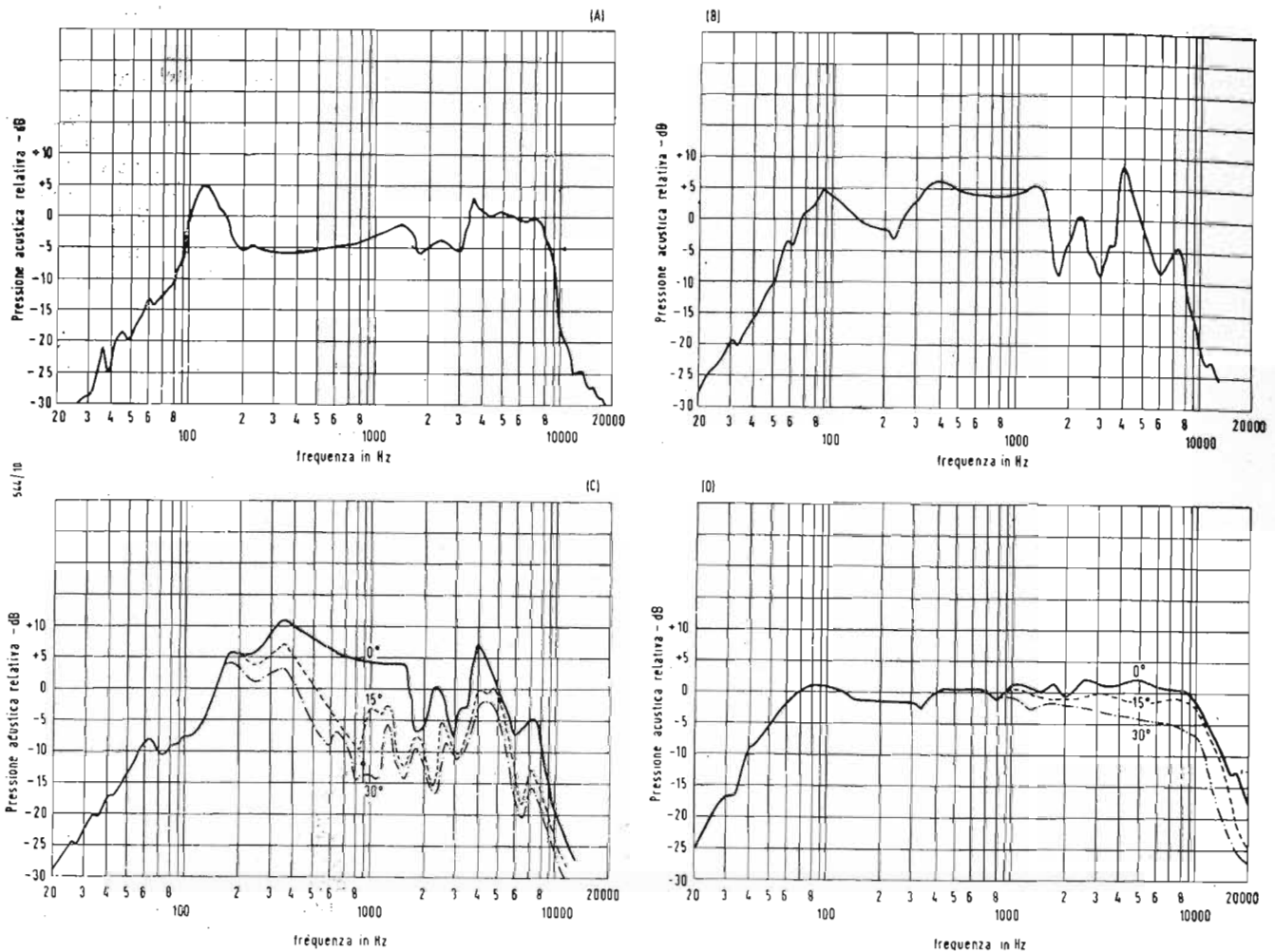



Fig. 4 ▲ Curve di risposta di altoparlanti: (A) singola unità di 15 cm, mobile di 0,216 m³ con posteriore chiuso. (B) 32 unità di 15 cm contenute nello stesso mobile con posteriore aperto. (C) 32 unità di 15 cm contenute nello stesso mobile con posteriore chiuso. (D) Complesso Jensen TF-3 di altoparlanti a 3 vie da collocarsi su un ripiano di libreria, mobile di 0,04 m³.

chè l'ampiezza dell'escursione sarà piccola. Poichè l'area utile del cono viene aumentata in proporzione diretta del numero di altoparlanti usati, la necessità di una grande superficie di cono è pure soddisfatta. Si può ritenere intuitivamente che la resistenza di radiazione aumenterà col quadrato dell'area efficace del cono. Questo porterà ad una diminuzione di rendimento. Ragionando superficialmente, può sembrare che un grande allineamento di piccoli altoparlanti possa superare le limitazioni di funzionalità degli altoparlanti singoli. La validità di questo asserto può essere meglio stabilita quantitativamente confrontando l'efficienza di un altoparlante economico da 15 cm di diametro con un allineamento di 32 altoparlanti composto con altoparlanti di 15 cm e con un complesso commerciale a tre vie di alta fedeltà, di costo simile a quello dell'allineamento. I particolari altoparlanti confrontati sono: un Jensen 6J6 (costo 2,61 dollari), un allineamento di 75×150 cm fatto con 32 altoparlanti 6J6 (costo 83,52 dollari) e un Jensen TF-3 (costo 79,50 dollari). Il volume del cassone era circa 21,6 dm³, sia per il singolo altoparlante da 15 cm, sia per l'allineamento, e 4,05 dm³ per il TF-3. Il complesso di altoparlanti del TF-3 consta di un woofer Flexair da 25,4 cm ad alta escursione e ad alta complianza, di due tweeter di 9 cm e di un super-tweeter di tipo sferico. Il contenitore era in comunicazione coll'esterno attraverso un condotto circolare di 7,5 cm di diametro e lungo 19 cm.

Punti particolari di paragone sono quelli discussi sopra, e cioè: risposta, rendimento, diagramma direzionale, distorsione dei transistori, distorsione armonica, modulazione di frequenza e distorsione di intermodulazione.

L'allineamento di molti altoparlanti.

Un esame del circuito meccanico di un allineamento composto di N altoparlanti rivela che (meccanicamente) tutti gli altoparlanti appaiono in parallelo, senza riguardo alle loro connessioni elettriche.

Risultato interessante di questo fatto è che l'allineamento può essere rappresentato da un solo altoparlante di area N volte, di masssa N volte, di resistenza meccanica (perdite) N volte e di cedevolezza della sospensione N volte quella di un solo altoparlante. Il valore della impedenza della bobina mobile sta nel campo da N a 1/N volte, a seconda della connessione degli altoparlanti in serie, o in parallelo o in combinazioni di questi modi. Si può vedere che la frequenza di risonanza fondamentale e il Q (smorzamento) dell'altoparlante equivalente rimangono gli stessi di quelli di ciascun altoparlante costituenti l'allineamento, supposto che gli altoparlanti siano tutti identici.

Ora, il circuito meccanico non è in grado di mettere in evidenza gli effetti dell'interazione acustica fra gli altoparlanti. Una valutazione quantitativa di questa interazione acustica esula dagli scopi di questo articolo. Basterà sfruttare i risultati del lavoro del Pritchard sull'impedenza mutua acustica fra i radiatori.

La netta resistenza di radiazione, o carico acustico per piccole spaziature in un allineamento di N altoparlanti è N² volte più grande del

▲ Fig. 6

Diagrammi di direttività per un allineamento di 32 altoparlanti di 15 cm.

curva	N° altoparlanti	volume del mobile m³
A	1	0,0405
B	2	0,081
C	4	0,162
D	6	0,243

▲ Fig. 5

Curve indicanti il livello di pressione acustica per uno o più altoparlanti.

carico di un singolo altoparlante. Questo aumento è correlativo all'aumento di N volte nell'area del cono. D'altra parte, aumentando la spaziatura relativa centro-a-centro (rapporto della distanza alla lunghezza d'onda), la pressione sonora cessa di restare uniforme sulla superficie dell'allineamento. Ciò fa sì che, in ultima analisi, il carico dell'allineamento si abbassa a N volte il carico di un singolo altoparlante. L'incremento del carico, in questo caso, si verifica solo in proporzione diretta all'area totale del cono, perchè le dimensioni globali dell'allineamento sono ora grandi relativamente alla lunghezza d'onda. La fig. 3 illustra questo comportamento. Non si deve lamentare nessuna perdita di generalità, anche se la fig. 3 è la rappresentazione dell'impedenza totale di radiazione per soli due dischi. Per il tipo più comune di allineamento, l'impedenza mutua di radiazione fra ogni coppia di altoparlanti è una funzione solo di questi elementi, indipendentemente dagli altri. E' perciò sufficiente calcolare l'impedenza mutua solamente fra due altoparlanti per volta.

L'esame del termine relativo rappresentato in fig. 3 rivela che la reattanza di massa del carico d'aria aumenta rapidamente sotto le frequenze per le quali la distanza tra i centri è minore di un quarto di lunghezza d'onda.

Ciò può provocare un aumento apprezzabile della massa totale del sistema mobile alle basse frequenze.

E' interessante notare che la massa totale del carico d'aria diviene minore del carico d'aria sopra un altoparlante funzionante da solo oltre il campo di frequenza per il quale la distanza centro-a-centro è maggiore di un quarto di lunghezza d'onda. Inoltre, per spaziature leggermente superiori a una lunghezza d'onda, le grandezze della resistenza mutua e della reattanza mutua divengono meno del 10% della resistenza di autoradiazione e della reattanza corrispondente.

E' ora relativamente facile studiare l'efficienza di un allineamento adottando il concetto di altoparlante equivalente e ricordando il comportamento dell'impedenza di radiazione.

Risonanza e smorzamento.

La fig. 3 indica che alle basse frequenze la massa del carico d'aria aumenta di più di quanto ci si aspetterebbe per il semplice aumento dell'area. Ciò porta ad una diminuzione della risonanza fondamentale degli altoparlanti, perchè la massa del carico d'aria è una parte apprezzabile della massa totale del sistema mobile. Nel caso particolare di 32 altoparlanti di 15 cm, la risonanza diminuisce da 126 a circa 90 Hz. Questo rappresenta un aumento doppio della massa totale. La zona di lavoro sarebbe intorno a kd = 0,5 in fig. 3.

Il Q, o smorzamento, alla risonanza rimane generalmente presso a poco lo stesso di quello di un solo altoparlante. Allora il Q per l'allineamento di 32 altoparlanti rimane circa 3 — come per un altoparlante singolo. La ragione di questo sta nel fatto che mentre l'aumentata resistenza di radiazione tende a incrementare lo smorzamento, l'aumentata massa si oppone in notevole misura all'incremento del Q. Questo stato di cose rappresenta

molto da vicino la peggiore situazione possibile. In certe condizioni lo smorzamento può crescere.
Si può ottenere un miglioramento dello smorzamento usando altoparlanti con risonanze fondamentali sfalsate. Le normali tolleranze di produzione del ± 10% provocano un allargamento inadeguato. M. Briggs nel suo « Sound Reproduction » menziona lo sfalsamento di 20 Hz. Ciò che vi è qui di realmente complesso è la differenza in termini di un'ottava e non in termini di ciclo per secondo. Prendiamo, per es., due altoparlanti, uno con la risonanza a 50 Hz, l'altro con la risonanza a 70 Hz. Questa estensione rappresenta la metà di un'ottava in questo campo di frequenze. Applicando questo stesso allargamento (20 Hz) al sistema di Mahler, per es., troviamo che esso rappresenta circa un quinto di ottava. Un allargamento di 5 Hz rappresenta solo 1/17 di ottova in questo campo. Lo sfalsamento della risonanza degli altoparlanti adottato per fare queste misure è di circa 20 Hz, ed è insufficiente per produrre un incremento sensibile dello smorzamento. Se questi altoparlanti avevano risonanze dell'ordine di 50 e di 80 Hz, deve risultare un certo incremento dello smorzamento. Così, l'uomo medio non sarebbe capace di selezionare le risonanze.
Abbiamo supposto che il mobile non avesse effetto sulla risonanza fondamentale degli altoparlanti.

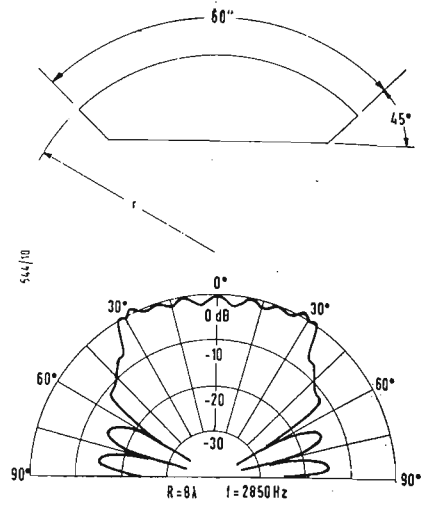
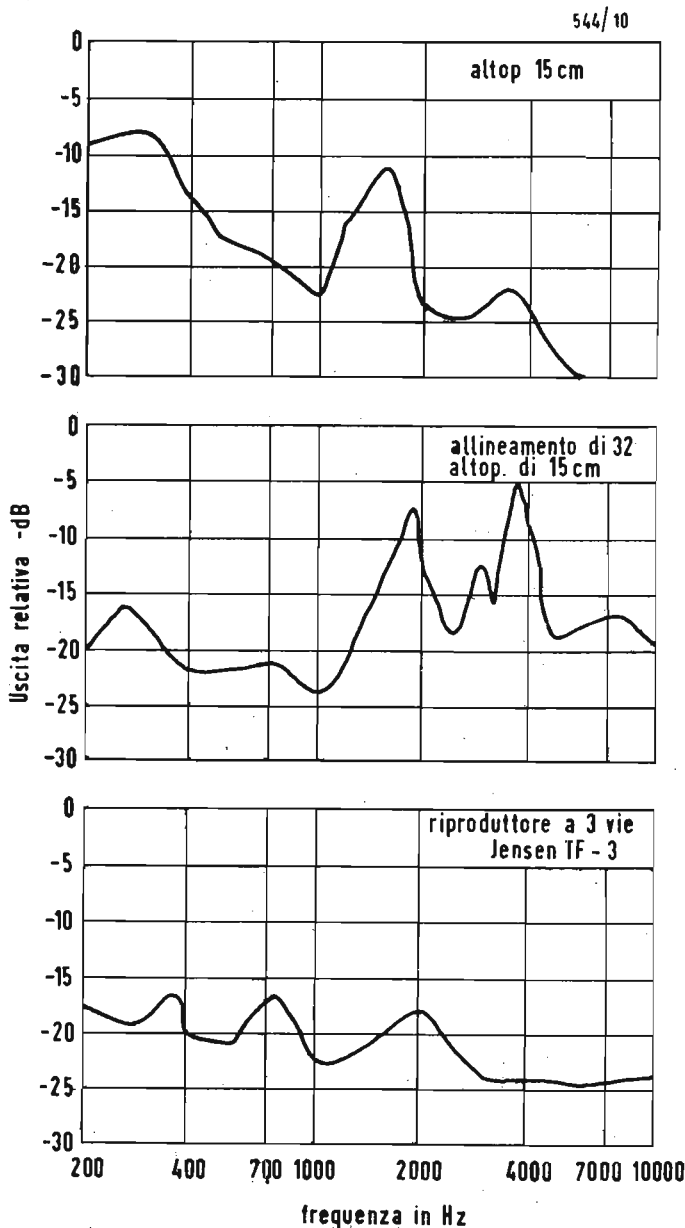



Fig. 7 ▲ Diagramma di direttività per un allineamento a fronte curvo.

◀ Fig. 8

Caratteristiche di distorsione dei transitori o per diversi altoparlanti o combinazioni illustranti la differenza di livello di pressione acustica fra il segnale di regime permanente ed il transistorio rimanente dopo 5 millisecondi dalla cessazione dell'impulso sonoro.

Questo assunto era valido fintanto che il mobile dell'altoparlante non era totalmente chiuso. La risonanza dell'altoparlante aumenta, però, quando l'altoparlante viene posto in un mobile totalmente chiuso, in seguito alla cedevolezza del volume d'aria nella cassa. La frequenza di risonanza aumenta anche di più quando si pongono due altoparlanti nello stesso mobile, perchè ciascun altoparlante vede solo metà volume. Un ulteriore aumento si verifica quando si usano quattro altoparlanti, perchè ora ciascun altoparlante vede solo un quarto del volume, e così via. Ciascun aumento di risonanza è accompagnato da una diminuzione dell'uscita sotto la risonanza fondamentale. Queste perdite tendono ad annullare i guadagni dovuti all'accoppiamento mutuo fra gli altoparlanti.
La risonanza fondamentale dell'allineamento di 32 altoparlanti aumenta da 90 Hz, col posteriore aperto del mobile, a circa 250 Hz chiudendo completamente il posteriore del mobile. Questo aumento confrontato coi 126 Hz di risonanza di un singolo altoparlante, rappresenta quasi un quadruplicamento della rigidità totale. Il Q si conserva di nuovo intorno al valore 3. re 3.

Rendimento e risposta.

Si è detto sopra che la resistenza di radiazione dell'allineamento aumenta col quadrato del numero di altoparlanti, quando la distanza fra gli altoparlanti è piccola rispetto alla lunghezza d'onda. Si potrebbe erroneamente concludere che il rendimento (potenza radiata) aumenti di 6 dB raddoppiando il numero degli altoparlanti. La potenza totale di entrata all'allineamento si suddivide in parti uguali fra gli altoparlanti, provocando una diminuzione della velocità della bobina mobile al crescere della quantità degli altoparlanti. Il risultato netto è un miglioramento di soli 3 dB ogni

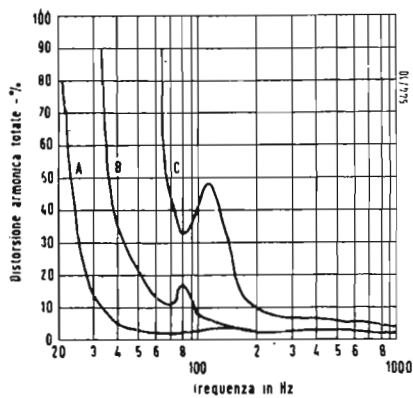



Fig. 9 ▲ Curve di distorsione armonica totale per: (A) e (B) allineamento di 32 altoparlanti di 15 cm (C) singolo altoparlante di 15 cm in mobile aperto posteriormente.

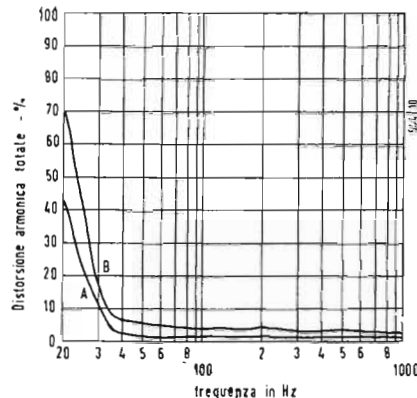



Fig. 10 ▲ Curve di distorsione armonica totale per il sistema TF-3 di altoparlanti a 3 vie Jensen: (A) a 5 Watt, (B) a 20 Watt.

volta che si raddoppia il complesso di altoparlanti.

Un esame della fig. 3 rivela che i guadagni nel rendimento sono limitati a un certo campo di frequenze. Gli aumenti della resistenza di radiazione si verificano solo per le frequenze sotto le quali la distanza centro-a-centro è minore di mezza lunghezza d'onda. In conseguenza, il forte aumento nella massa che avviene sotto le frequenze per le quali la distanza è un ottavo della lunghezza d'onda tende ad annullare tutti i guadagni di rendimento dovuti alla resistenza di radiazione. Ciò significa che i guadagni di rendimento sono limitati a una banda di frequenze per la quale la distanza è da $\lambda/8$ a $5\lambda/8$. Questa zona è segnata con l'area tratteggiata di fig. 3. Ci si può aspettare che la frequenza di massimo rendimento corrisponda alla distanza centro-a-centro di $\lambda/4$.

Applicando questa ipotesi all'allineamento di 32 altoparlanti da 15 cm, si deduce che i guadagni di rendimento sono da attendersi nel campo di frequenze da circa 200 a 1.000 Hz. Il rendimento massimo si verificherebbe a circa 400 Hz. Ciò è in netto contrasto con la credenza popolare che i massimi guadagni di rendimento si verificano nella zona dei 20 Hz. Un breve esame del funzionamento alle alte frequenze dell'allineamento rivela esso pure alcuni fatti interessanti. Miglioramenti di rendimento non possono verificarsi, perchè un aumento del carico acustico avviene solo in proporzione diretta dell'area attiva. In che modo allora si può migliorare la risposta alle alte frequenze?

La risposta è che non si può. Al contrario, la risposta alle alte frequenze è possibile che diventi più scadente. Questo avviene perchè l'allineamento è ben lontano dall'approssimare una sorgente puntiforme. Esso invece comincia ad agire come un grande pistone rettangolare composto da un numero infinito di elementi vibranti. La pressione del suono in un qualsiasi punto frontalmente all'allineamento è funzione della distanza media fra gli elementi, dell'ampiezza di vibrazione e della differenza media del tempo di arrivo (fase) del suono da un elemento rispetto a un altro. Ci si deve aspettare in certo grado una interferenza deleteria ovunque le dimensioni dell'allineamento divengono grandi in seguito alle differenze di fase delle onde sonore che arrivano dopo aver compiuto percorsi di lunghezza diversa. La fig. 4 mostra la pressione acustica in funzione della frequenza per un solo altoparlante di 15 cm, per un allineamento di 32 altoparlanti di 15 cm in un mobile completamente chiuso, per lo stesso allineamento con tolta via la parete posteriore del mobile, e la risposta di un piccolo sistema da porre su un ripiano di libreria, descritto precedentemente.

Queste misure indicano miglioramenti trascurabili di rendimento sotto i 100 Hz per l'allineamento chiuso posteriormente. Il massimo rendimento di circa 13 dB si verifica nella zona dei 400 Hz, come si era detto prima. Ciò collima favorevolmente col massimo guadagno teorico di 15 dB, che ci si può attendere da un allineamento di 32 altoparlanti.

Salvo un definito miglioramento di uscita sotto i 100 Hz, la risposta in frequenza dello stesso allineamento senza parete posteriore del mobile, è molto simile. Si tenga ben presente che il miglioramento sotto i 100 Hz è dovuto essenzialmente alla diminuita risonanza fondamentale degli altoparlanti, piuttosto che ad effetti di accoppiamento mutuo. La risposta dell'allineamento sopra i 1.000 Hz mostra evidenti segni di interferenza dannosa e non richiede ulteriori commenti.

L'ultima curva di risposta rimanente indica quale efficienza ci si debba aspettare da un sistema di altoparlanti pluricanale di ottima progettazione, dove ciascun canale è studiato per riprodurre solo una piccola porzione dell'intero spettro acustico.

E' stato detto che i dati di risposta di un allineamento di 32 altoparlanti dicono poco circa l'efficienza che ci si può attendere dall'allineamento, perchè la risonanza fondamentale diviene alquanto più alta e gli altoparlanti sono molto poco smorzati (alto Q).

Si è allora costruito un secondo allineeamento con woofer di 20,3 cm fortemente smorzati ($Q < 0{,}5$). La risonanza fondamentale di questi altoparlanti (nel mobile) è di 50 Hz. Si è fatto in modo che il volume del mobile possa aumentare in proporzione diretta del numero di altoparlanti impiegati per evitare che la rigidità del mobile aumentasse la risonanza.

La risposta in frequenza di questo sistema appare in fig. 5. Poichè la distanza centro-a-centro è maggiore di quella dell'allineamento di 32 altoparlanti, il campo di frequenza di massimo guadagno si verifica più in basso di prima, ma l'andamento della risposta è lo stesso. Una sopraelevazione della uscita comincia a manifestarsi nella zona del massimo guadagno di rendimento ($100 \div 200$ Hz). Il guadagno di rendimento è trascurabile a 20 Hz e comincia a scomparire sopra i 1.000.

Questo particolare sistema di altoparlanti usato in unione con una combinazione di un altoparlante per le note centrali e di un tweeter con filtro di incrocio fra 400 e 600 Hz, dà eccellenti risultati. Però esso è incapace di irradiare i 20 Hz meglio di uno degli altoparlanti dell'aggruppamento.

In pratica, si ha un'uscita a 20 Hz inferiore di 5 dB rispetto a 400 Hz per sei altoparlanti, rispetto all'uscita di un solo altoparlante.

Diagrammi di direttività.

Si è sopra stabilito che il diagramma direzionale di un altoparlante del tipo a cono dipende principalmente dal diametro del cono e dalla frequenza. Il concetto di altoparlante equivalente suggerisce che i diagrammi direzionali di un allineamento deve essere molto più acuto, perchè la dimensione fisica è maggiore. In pratica la situazione è sfavorevole, perchè l'allineamento è rettangolare, anzichè circolare e quindi ha una dimensione notevolmente più lunga del diametro dell'altoparlante equivalente.

I diagrammi direzionali dell'allineamento di 32 altoparlanti sono dati in fig. 6. Questi diagrammi coincidono approssimativamente anche con quelli di un singolo altoparlante di 15 cm montato al centro dello stesso mobile. Risultato importante è che l'allineamento ha un campo di frequenze che è solo 1/10 di quello di un singolo altoparlante per lo stesso diagramma direzionale intorno alla dimensione più lunga.

Il diagramma di direttività intorno alla dimensione corta estende il

campo di frequenze a 1/5.
Dalla fig. 6 si rileva che a 15 gradi fuori dell'asse si verificano dei nodi nella risposta in frequenza, a 900 Hz e a circa 1.400 Hz. Nodi compaiono anche a 30° dall'asse a 450, 900 e 1.400 Hz. Ciò è confermato dalle misure fuori asse di fig. 4. A titolo di confronto si vede che il diagramma direzionale del complesso TF-3 cade molto uniformemente fuori dall'asse.
Il diagramma direzionale degli allineamenti può venire allargato disponendo gli altoparlanti su un arco di cercio come in fig. 7. Il diagramma direzionale è ora migliore di quello di un singolo altoparlante. Il tempo non ci ha permesso di costruire un simile mobile, così che non ci sono noti gli effetti sull'accoppiamento mutuo. E' dubbio se vi saranno molte variazioni.

Distorsione dei transitori.

Le curve di risposta di fig. 4 implicano la distorsione del transitorio sopra 1 kHz debba essere maggiore per l'allineamento, che per un singolo altoparlante. La considerazione di un grande valore di carico acustico (resistivo) suggerisce che la distorsione del transitorio fra la risonanza fondamentale e i 1.000 Hz deve essere minore per l'allineamento.
Valori che confermano questo asserto sono dati in fig. 8. Queste misure sono state eseguite in una camera anecoica. Gli altoparlanti sono stati eccitati con impulsi di suoni. Il criterio usato per giudicare il grado di distorsione consisteva nella valutazione della differenza di pressione fra il transitorio rimanente ed il segnale di regime permanente in un intervallo di 5 millisecondi, dopo la cessazione della nota impulsiva. I risultati convalidano le conclusioni raggiunte dal Larson e dall'Adducci; una risposta piana in generale è accompagnata da una bassa distorsione dei transitori.

Distorsione armonica.

Come era da aspettarsi, la distorsione armonica di un allineamento è considerevolmente minore di quella di un singolo altoparlante. I motivi di questa riduzione sono stati discussi prima. La fig. 9 mostra varie misure di distorsione.
Le sopraelevazioni delle curve di distorsione avvengono alle risonanze fondamentali degli altoparlanti. L'escursione o ampiezza del sistema mobile diviene massima alla risonanza, perchè lo smorzamento dell'altoparlante è molto piccolo. Poichè l'equipaggio mobile è controllato dalla rigidità al di sotto della risonanza, c'è il caso che la distorsione torni ad aumentare, a motivo della non linearità della sospensione. La caratteristica più interessante è quella della curva (A). Gli altoparlanti sono gli stessi di quelli relativi alla curva (B), ma la parete posteriore del mobile è qui applicata. La ragione della decisa riduzione della distorsione appare chiara se si considera che qui il 75% della rigidità totale è dovuta al volume del mobile. Questo tipo di rigidità è molto più lineare di quella della sospensione del cono, che è la sola rigidità presente in (B) e (C).
E' possibile ottenere caratteristiche di distorsione di un singolo altoparlante buone quanto quelle di (A) in fig. 9. Ciò è illustrato in (A) di fig. 10.
La distorsione armonica totale del TF-3 è minore dell'1% sopra i 50 Hz ed è la metà della distorsione a 20 Hz dell'allineamento.
Poichè il rendimento alle frequenze centrali dell'allineamento è di 6 dB maggiore di quello del TF-3, si è fatta una seconda misura col TF-3 con potenza quadrupla all'entrata (20 watt). La caratteristica di distorsione, (B), è all'incirca uguale a quella dell'allineamento. Si ricordi che questa caratteristica di distorsione si è ora ottenuta con un sistema di altoparlanti avente una larghezza di banda maggiore, una risposta più pianeggiante, una minor distorsione dei transitorii, diagrammi direzionali più larghi, dimensioni minori, ed un prezzo leggermente minore.

Distorsione per MF e di intermodulazione.

Non si sono fatte misure quantitative di distorsione di MF e di IM su ciascuno dei sistemi descritti. Però si può farsi un'idea adeguata del grado relativo di questo tipo di distorsione presente considerando l'ampiezza del movimento del cono e la linearità di ciascuno.
Il radiatore più modesto è l'altoparlante da 15 cm. Poichè esso è il più piccolo, presenta l'escursione più grande. Poichè riproduce tutte le frequenze con un solo cono, ha la massima tendenza a produrre distorsione di MF. La sospensione non lineare accoppiata con una grande escursione dà luogo alla massima distorsione di intermodulazione.
L'allineamento presenta una distorsione di MF molto piccola di qualsiasi altro sistema, poichè l'escursione degli altoparlanti è molto piccola. Anche la distorsione di IM è molto piccola, perchè l'escursione è piccola e quindi il funzionamento è più lineare. La IM viene ulteriormente ridotta, dalla chiusura posteriore del mobile, perchè le non linearità della sospensione sono anch'esse ulteriormente ridotte.
Per quanto l'escursione del TF-3 sia notevolmente maggiore di quella dell'allineamento, la distorsione di MF non è disturbante, perchè le frequenze più alte sono riprodotte da altoparlanti separati. La distorsione di IM è almeno altrettanto buona (e forse anche migliore) di quella dell'allineamento, a motivo della estrema linearità della sospensione del cono.
Da un allineamento si possono ricavare guadagni notevoli di rendimento di 3 dB, ogni qual volta si raddoppia il complesso degli altoparlanti. Questi guadagni però non si verificano nell'intervallo da 20 a 50 Hz.
Il rendimento massimo si ha sopra i 100 Hz.
Si può trarre vantaggio dal miglioramento del rendimento impiegando non più di quattro o di sei altoparlanti « di buona qualità » di 20 cm o maggiori.
Poichè i diagrammi direttivi dell'allineamento sono molto modesti, si raccomanda l'uso di una combinazione di un altoparlante per le frequenze centrali e di un tweeter incrociati sopra i 400 Hz. si consiglia un mobile con frontale curvo se si usano altoparlanti per l'intera gamma. L'idea di usare un allineamento di altoparlanti economici per applicazioni di alta fedeltà è definitivamente da sconsigliarsi. La piccola distorsione e l'alto rendimento impallidiscono quando si considerino le caratteristiche altrettanto importanti di piccola larghezza di banda, di risposta irregolare, di cattiva risposta ai transistori e di diagrammi direttivi estremamente acuti.
Il concetto che quest'idea faccia risparmiare soldi è un mito. Oggi si trovano molti sistemi di altoparlanti di fedeltà ottima aventi capacità più elevate di efficienza, a prezzi più bassi. Inoltre questi sistemi del commercio presentano l'importante vantaggio di essere molto più piccoli. Ad esempio gli ingombri da confrontare sono di 0,04 m^3 contro 0,216 m^3, e di 0,08 m^3 contro 0,43 m^3 per un sistema stereofonico.
I fattori psicoacustici relativi alla riproduzione musicale sono molto complessi. La classe in cui un certo numero di auditori pone molti altoparlanti identici, è grandemente variabile. Essi preferiscono in genere di due altoparlanti il più sonoro, perchè « suona meglio », anche se la verità è proprio l'opposto. Leo L. Beranek ha stabilito che una persona, che sceglie i suoi propri componenti e si costruisce da sè il suo mobile, generalmente preferisce il suo proprio altoparlante a qualsiasi altro, se è convinto di aver fatto una sapiente scelta.
L'autore non può raccomandare neppure una sola variante a quei lettori, che sono completamente soddisfatti degli allineamenti che essi possono aver realizzato. A coloro che hanno in animo di costruire un allineamento di piccoli altoparlanti, coll'idea di impiegare un tempo di poche ore, si raccomanda di andare a sentire qualcuno dei piccoli complessi di altoparlanti di alta qualità disponibili in commercio. Consigliamo a loro di prendere in considerazione l'efficienza, il costo e le dimensioni di questi ultimi rispetto alle corrispondenti caratteristiche dell'allineamento. ■

LE TREPIDAZIONI

di L. Conturie

a cura del
Dott. Ing. G. Polese

da "Revue du Son", febbraio 1961, pag. 62

Le trepidazioni sono delle scosse meccaniche periodiche d'insieme, trasmesse direttamente alla struttura di una costruzione, senza urto. Esse sono in genere a frequenza bassa o molto bassa. I tipi classici sono due: le scosse trasmesse al suolo dal passaggio di veicoli e ritrasmesse dal suolo alle fondazioni della costruzione, le scosse trasmesse direttamente da una macchina in movimento piazzata nella costruzione.

Molto spesso le frequenze di trepidazione sono al di sotto del limite inferiore della gamma udibile. Non per questo sono però meno moleste:

— da una parte perchè esse possono far entrare in vibrazione tutto ciò che può vibrare sulle frequenze armoniche.

— dall'altra parte perchè l'organismo umano percepisce direttamente le trepidazioni e la molestia che ne prova può arrivare fino al dolore.

Il Meister ha effettuato un esame sistematico di tale molestia disponendo diversi individui su una piattaforma vibrante sinusoidalmente. Egli ha così potuto tracciare, in funzione della frequenza, una curva che da le ampiezze corrispondenti alla soglia della percezione, delle curve di uguale molestia ed infine una curva di soglia del dolore (fig. 1).

Si vede quindi che già delle vibrazioni di qualche millesimo di mm danno molestia e che le vibrazioni di qualche centesimo di mm a 30 Hz sono difficili da tollerare.

Si vede inoltre che le curve inferiori sono praticamente delle curve nelle quali il prodotto ampiezza per frequenza è costante ($a \times f$ = costante). In questa zona la molestia dipende quindi dalla velocità. Le curve superiori invece si avvicinano alla funzione $a \times f^2$ = costante. In tale caso la molestia dipende quindi dall'accelerazione.

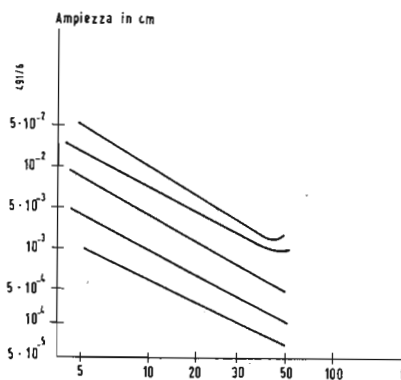



Figura 1

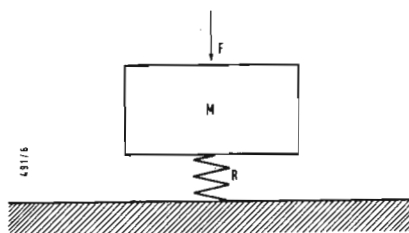



Figura 2

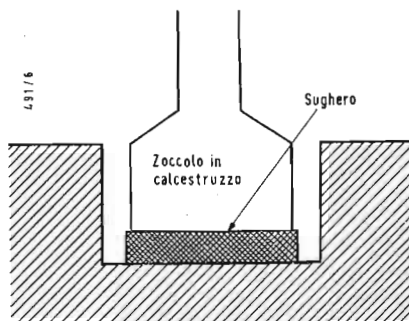



Figura 3

Riduzione delle trepidazioni

Il sistema di protezione più efficace è naturalmente quello di ridurre l'ampiezza delle trepidazioni prima che esse vengano trasmesse alla struttura della costruzione. Noi esamineremo il problema classico più importante: la riduzione delle vibrazioni trasmesse al proprio supporto da una macchina in movimento.

Se lo zoccolo della macchine appoggia direttamente sul supporto, la forza che si esercita sullo zoccolo viene trasmessa integralmente al supporto di base.

E' naturale pensare di fare intervenire un sistema oscillante avente una propria frequenza di risonanza ω_0. Noi sappiamo che un tale sistema « risponde » cioè trasmette le vibrazioni, solo in funzione del rapporto fra la frequenza di trascinamento e la frequenza propria.

Per uno zoccolo di massa M (compreso il peso della macchina), che appoggia su un sistema elastico di costante K, si possono scrivere le seguenti relazioni (fig. 2).

A - Caso in cui lo smorzamento è trascurabile.

L'equazione del movimento si scrive:

$$\frac{M\,d\,x^2}{d\,t^2} + Kx = F \cos \omega\, t$$

da cui

$$x = \frac{F}{K - M\,\omega^2} \cos \omega\, t$$

ed

$$X = \frac{F}{K} \frac{1}{1 - i^2}$$

$$(\omega_0 = \frac{K}{M} \quad X = \text{ampiezza})$$

$$\max \text{ di } x;\ i = \frac{\omega}{\omega_0}$$

La forza applicata al suolo è la forza di reazione Kx, quindi il coefficiente di trasmissione è uguale a:

$$\rho = \frac{KX}{F} = \frac{1}{1 - i^2}$$

In condizioni di sintonia ρ diventa infinito; l'isolamento diventa efficace solo quando:

$$\omega > \omega_0 \sqrt{2}$$

Infatti è necessario che la frequenza propria de sistema sia almeno cinque volte più piccola della più bassa frequenza che si vuole ammortizzare.

Il coefficiente K di un supporto elastico dipende dal suo modulo di elasticità' (E), dalla sua superficie (S) e dal suo spessore sotto carico (h):

$$K = \frac{E\,S}{h}$$

perciò si ha

$$\omega_0^2 = \frac{E\,S}{M\,h} = \frac{E}{m\,h} =$$

$$= \frac{h\,m\,g}{\Delta h} \cdot \frac{1}{m\,h} = \frac{g}{\Delta h}$$

indicando con m il carico per unità di superficie e con Δh il cedimento (quantità misurabile).

Per diminuire ω_0 conviene quindi uno zoccolo pesante, è però essenziale che il supporto non sia tanto compresso da aver persa tutta la elasticità. Sotto questo riguardo il feltro o la lana di vetro rimangono molto presto senza alcuna efficacia.

Il sughero può essere invece più favorevole e più comodo. Per esempio con 2,5 cm di spessore ed un carico di 10 kg/cm² si ha $\omega_0 =$ = 16 Hz. Anche la gomma è consigliabile; certe qualità possono indurire con il tempo, perciò gli elementi di sospensione dovrebbero essere comodamente accessibili per la sostituzione. Infine se si hanno dei carichi importanti si possono utilizzare le molle; delle quali si può fra l'altro regolare la tensione dopo il montaggio fino ad ottenere una frequenza propria molto bassa (fig. 4). In questo caso è bene inserire anche una piastra di sughero o di gomma per evitare la trasmissione per conduzione.

Ricordiamo anche che si ha interesse ad aumentare la massa perchè l'ampiezza dello spostamento:

$$X = \frac{F}{K - M\omega^2} = \frac{F}{M(\omega_0^2 - \omega^2)}$$

resti bassa anche in vicinanza della risonanza; ciò è importante per le macchine che a partire dall'avviamento passano in genere attraverso la risonanza prima di raggiungere la frequenza di regime.

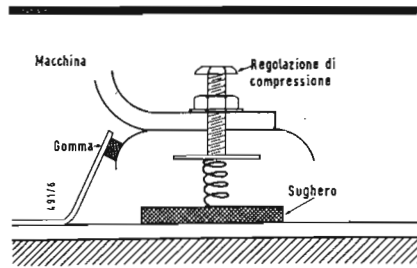
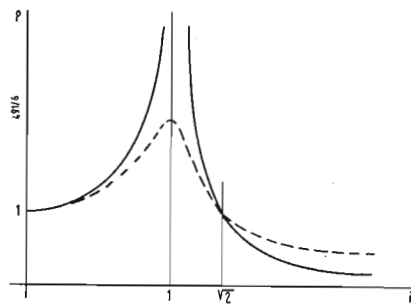
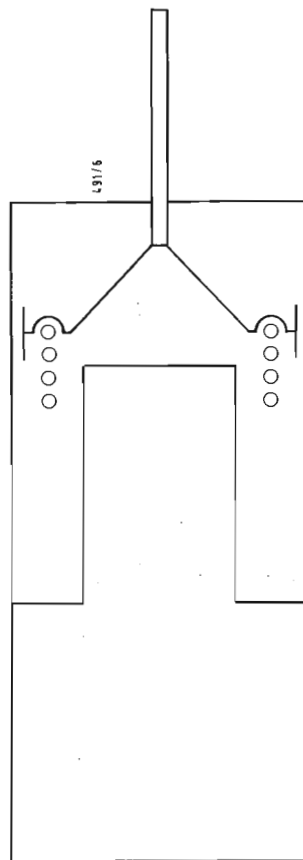



Figura 4

Figura 5

Figura 6

B - Caso in cui si ha smorzamento

In questo caso l'equazione del movimento diventa:

$$M \frac{d^2x}{dt^2} + a \frac{dx}{dt} + Kx = F \cos \omega t$$

E' facile calcolare ρ in funzione di i e constatare che l'intervento dello smorzamento sostituisce alla curva di risonanza a tratto continuo la curva tratteggiata (fig. 5). Al di sotto di $\omega_0 \sqrt{2}$ lo smorzamento è vantaggioso al di sopra è nocivo. Quindi se è nota la più bassa frequenza trasmessa e se il sistema oscillante è ben scelto non occorre alcuno smorzamento.

Però se non conosciamo bene le frequenze trasmesse e se c'è la possibilità di avere dei colpi a bassa frequenza è bene introdurre un buono smorzamento per evitare dei grossi guai in caso di risonanza. A questo riguardo ricordiamo che la gomma ha un notevole smorzamento interno.

Misure delle trepidazioni

La misura della trepidazione si esegue con sistemi elettromeccanici a contatto di tipo elettrodinamico (ne esistono anche di tipo elettromagnetico), chiamati rivelatori di vibrazioni.

Un gambo sospeso elasticamente e posto in contatto con la superficie vibrante porta una bobina mobile che si sposta rispetto ad un magnete permanente sostenuto da un supporto praticamente immobile (fig. 6).

Si riconosce perciò uno schema classico. Pur sempre utilizzando lo schema indicato, si possono avere dei rivelatori a massa oppure ad elasticità preponderante. Si ha sempre un grande smorzamento semicritico in modo:

— da avere una risposta lineare in una banda molto larga.

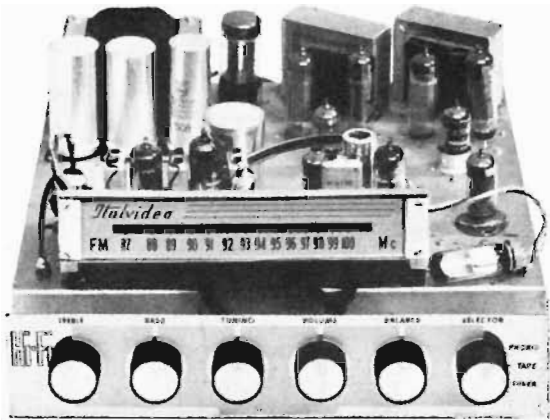
— da non essere disturbati dalle oscillazioni proprie del sistema.

NUOVI DIODI PER ALTE TEMPERATURE

Sono stati perfezionati dalla General Electric tre nuovi tipi di diodi da impiegarsi in un circuito generatore ad alta temperatura per aerei da tre Mach o per altri velivoli e missili..

I diodi in ceramica e riempiti con un gas inerte offrono prestazioni d'esercizio variabili da 0,15 a 10 ampere. Essi hanno superato brillantemente le prove di durata funzionando per 1000 ore a 400°C e sono stati sottoposti a un programma ristretto di prove di funzionamento a 500°C..

Nel corso di speciali prove meccaniche e di vibrazione, hanno resistito a un urto meccanico di 50 G per 11 millisec e a una vibrazione di 20 G a 2000 Hz.

(da "International General Electric Co.")

LA ITALVIDEO

presenta:

Amplificatore mod. AS 10 + 10 stereo

Le caratteristiche elettriche del mod. AS 10+10 Stereo sono le stesse del mod. IM 10+10 Stereo con in più un Sintonizzatore per la ricezione dei programmi radio a modulazione di frequenza. Viene fornito per essere installato in qualsiasi mobile preesistente oppure in custodia di legno e metallo.

USO DEI COMANDI DEL PANNELLO FRONTALE

TREBLE - E' il regolatore dei toni alti, va ruotato verso destra per aumentare la resa degli acuti.
Porta l'interruttore per l'accensione dell'apparecchio.

BASS - Serve per la regolazione dei toni gravi, va ruotato verso destra per accentuare la resa dei bassi.

TUNING - Serve per la ricerca della emittente desiderata (comando di sintonia).

BALANCE - Va ruotato in modo di compensare le differenze sonore dei due altoparlanti.
Serve inoltre per evitare l'obbligo di un punto fisso per l'ascolto.

SELECTOR - Serve per la selezione del programma desiderato e cioè:

PHONO - Riproduzione da disco Stereo.

TAPE - Riproduzione da magnetofono.

TUNER - Riproduzione dal Sintonizzatore M.F.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

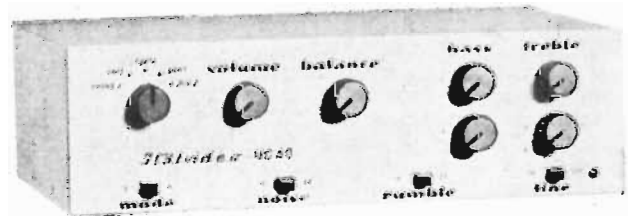
Amplificatore ad Alta Fedeltà con uscita di 10+10 watt con lo 0,7% di intermodulazione; potenza nominale 12+12 watt
Risposta in frequenza da 20 a 20.000 Hz in 2 dB
Sensibilità alla presa PHONO 50 mV
Sensibilità alla presa TAPE 600 mV
Rumore di fondo ‒ 60 dB con uscita di 10+10 watt
Potenza assorbita 100 watt
Tensione di rete 125-160-220 volt; 50-60 Hz

CARATTERISTICHE TECNICHE DEL SINTONIZZATORE A MODULAZIONE DI FREQUENZA

12 circuiti accordati — entrata di antenna 300 ohm simmetrici

Sensibilità 0,7 μV per 40 kHz banda passante

Larghezza di banda ± 75 kHz

Soffocamento 300 kHz rapporto 1 : 5.000
Deenfasi 50 μsec
Gamma di funzionamento 85/105 MHz
Tubi impiegati: 1/E88CC - 1/EC92 - 1/EF80 - 1/EF89 - 2/RL232 - 1/EM84
Tubi impiegati nell'amplificatore: 4/ECC83 - 4/EL84 - 1/GZ34

Unità di controllo stereo mod. UC 40 S

Costruita per pilotare gli amplificatori della nuova serie S, si presta per qualsiasi applicazione nel campo della alta fedeltà.
Compatta e di minimo ingombro, può essere accoppiata a tutti gli amplificatori che non richiedano una tensione di entrata superiore a 2 Volt, siano Stereo o Monaurali.
Auto-alimentata non richiede allacciamenti di tensione continua.
Completamente schermata non richiede particolari precauzioni per l'installazione; insensibile ai campi magnetici può essere montata a ridosso del motorino fonografico.
Di facile ed intuitivo uso, può essere manovrata da chiunque.
Grazie alle uscite catodiche può essere installata a notevole distanza dalla unità di potenza.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE:

Massimo guadagno 60 dB.
Rumore di fondo per una uscita di 2 V eff 80 dB.
Distorsione inferiore allo 0,5% a 2 Volt.
Risposta di frequenza 1 dB, 30÷30 mila Hz.

DATI GENERALI:

Alimentazione di tutti i tubi elettronici in c.c.
Circuito tropicalizzato.
Triplice schermatura a protezione dei campi magnetici ed elettrostatici.
Tubi impiegati: 4/ECC 83; 1/ECC 82; 1/B 300C70; 1/B 200C150.
5 entrate selezionabili, 2 uscite regolabili.

COMANDI:

Selector. Ha 5 posizione chiaramente indicate sul pannello e precisamente fono, nastro, sintonizzatore, AUX 1, AUX 2.
La sensibilità alle varie prese è di: 5 mV su 48 kohm, per il fono, e di 100 mV su i Mohm per le altre.

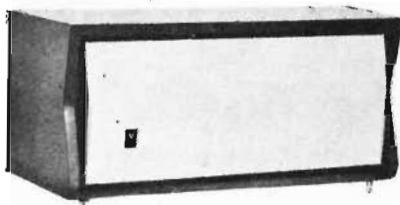
Volume Stereo. A regolazione contemporanea per i due canali.

Balance. Le due posizioni estreme, consentono l'esclusione di uno dei due canali. Al centro si ha il segnale bilanciato.

Controlli di tono. Quattro comandi indipendenti, 2 per canale con attenuazione costante alle frequenze estreme di 20 dB.

Mode. Seleziona il modo di ascolto MONO-STEREO.
Noise. Include un filtro con attenuazione di 12 dB. a 12.000 Hz, per la soppressione del fruscio.
Rumble. Opera un taglio di frequenze nelle ottave inferiori per la soppressione del rombo del motore.
Line. Accende o spegne l'UC/40.

DATI ELETTRICI:
Tensione di rete 125, 160, 220 Volt - 40 - 60 Hz.
Potenza assorbita 40 W.

INGOMBRO:
Altezza cm. 22 - larghezza cm. 33 - profondità cm. 17.

MOBILE ACUSTICO AD ESCURSIONE CONTROLLATA

E' un prodotto della James Lansing, la più prestigiosa fabbrica di altoparlanti del mondo.
Nella realizzazione di questo **sistema**, la Casa ha impiegato la sua grande tecnica elettronica e precisione meccanica per soddisfare un antico sogno dei tecnici e degli amatori: quello di poter ottenere da una cassa di minimo ingombro, la riproduzione di tutto lo spettro acustico.

CARATTERISTICHE TECNICHE:
Impedenza 16 ohm
Diametro bobina mobile 5 cm.
Potenza di lavoro continua 20 watt
Margine di sicurezza 60 watt
Flusso totale 200.000 MAXWELLS
Risposta in frequenza da 15 Hz a 22.000 Hz
Risonanza del cono senza cassa 35 Hz
Bobina mobile in alluminio
Radiatore per alte frequenze in TITANIO
Cestello in fusione di alluminio
Peso dell'altoparlante 5 kg.

DIMENSIONI:
Larghezza cm. 60
Altezza cm. 30
Profondità cm. 29
Viene fornito nella tinta e nel legno desiderato.

L. 117.000

Amplificatore mod. IMS 20 serie Maxline

Potenza di uscita con lo 0,7% di intermodulazione 12+12 watt eff.
Risposta in frequenza da 20 a 30.000 Hz in 2 dB
Rumore di fondo — 60 dB per la massima uscita
Tubi impiegati: 2/7025 - 2/ECC83 - 2/12AU7 - 4/EL84 - 1/GZ34 - 1/0A202 - 1/B125C300
Sensibilità alla presa phono (5 mV)
Potenza assorbita 100 W
Tenzione di rete 125 - 160 - 220. 50/60 Hz
Filamenti di tutte le valvole in cc. (Finali escluse)

Prezzo L. 150.000

NORME PER L'IMPIEGO

Uso dei comandi del pannello frontale

VOLUME - Comanda contemporaneamente l'intensità sonora dei due canali.
TREBLE L. - E' il regolatore dei toni alti del canale di sinistra, la resa dei quali aumenta ruotando il comando in senso orario. Porta sullo stesso albero il comando di accensione.
BASS L. - E' il comando dei toni bassi del canale di sinistra. Il vantaggio di avere i comandi di tono di ogni canale separati, consente una migliore egualizzazione del suono in condizioni di disparità dei diffusori. All'occorrenza la separazione dei toni, diventa un divisore elettronico in funzionamento monaurale.
TREBLE R. - E' il comando dei toni alti del canale di destra. Come il comando di sinistra, opera una variazione di ± 20 dB della curva in risposta alla frequenza di 20.000 Hz.
BASS R. - E' il comando dei toni bassi del canale di destra. Opera una variazione di ± 20 dB alla frequenza di 30 Hz.
BALANCE - Serve a regolare l'esatta emissione delle due sorgenti sonore; può servire ad eliminare l'obbligo di un punto fisso per l'ascolto.
NOISE - E' un comando che agisce sui due canali; opera due tagli di frequenze, rispettivamente 10 kHz e 5 kHz con attenuazione 6 dB. Si usa per eliminare il fruscio del disco e per i disturbi in ricezione da radio.
RUMBLE - E' un filtro passa alto che serve ad eliminare nei due canali le frequenze di disturbo provenienti dal motorino fonografico sotto forma di rombo, oppure ad eliminare innesci larsiani.
ACOUSTICAL SEL. - Consente la selezione acustica dei modi di ascolto. Sulla posizione STEREO, il suono riprodotto è stereofonico.
La posizione MON deve essere usata quando si desidera l'ascolto di un programma monaurale sui due canali in parallelo.
Le posizioni LEFT e RIGHT, servono per la riproduzione monaurale sul canale di sinistra e di destra rispettivamente.
INPUT - E' il selettore di ingresso. Ha tre posizioni di ascolto discografiche:
STEREO per i dischi stereofonici.
RIAA per le registrazioni monaurali di Alta Fedeltà.
78 per i dischi comuni.
Una posizione TAPE per la riproduzione da nastro.
Una posizione TUNER per la riproduzione da radio.

A TU PER TU COI LETTORI

Ing. Mario Chiaudano - Torino

D. - Gradirei veder pubblicata e possibilmente discussa questa lettera che tratta alcuni problemi attuali della riproduzione sonora.
La qualità raggiunta dai migliori riproduttori elettroacustici è senza dubbio estremamente soddisfacente.
I « supporti sonori », disco e nastro, hanno possibilità tecniche non pari ma prossime a quelle dei vari elementi delle catene elettroacustiche.
Eppure i risultati ottenuti dal privato, servendosi del materiale discografico in commercio, sono ancora molto lontani da quello standard elevatissimo che la tecnica consentirebbe.
Gli impianti di « alta fedeltà » debbono essere alimentati con segnali di alta fedeltà. Segnali sonori scadenti inviati in impianti ottimi dànno risultati estremamente scadenti, producendo nell'ascoltatore, molto rapidamente, una notevole sensazione di fatica.
Le cause di questa fatica vanno ricercate in due campi diversi:

1) distorsione del segnale sonoro.

2) mancanza di nitidezza nel segnale sonoro (eccesso di riverberazione, squilibri sonori ecc.).

Entrambi questi difetti **vengono sempre esaltati** dal riproduttore di alta fedeltà, sia per la gamma sonora più estesa che questo generalmente possiede, sia per il forte smorzamento degli altoparlanti, che, se rende il suono riprodotto più definito e più aderente al segnale di ingresso, ne esalta al contempo i difetti di eccessiva riverberazione e i picchi di risonanza eventualmente contenuti.
1) Distorsione: purtroppo quasi nessun disco è attualmente esente da questo difetto. Si deve però notare che in genere la distorsione si manifesta in forma decisamente inaccettabile solo nella parte centrale del disco. Da questa constatazione discende una prima proposta di miglioramento: **ridurre il riempimento del disco.** Credo che tutti gli appassionati di alta fedeltà, molti dei quali spendono cifre notevoli per l'impianto sarebbero disposti a pagare un « premio » pur di ottenere delle incisioni che potessero veramente dichiararsi di alta fedeltà. (Tenere presente a questo proposito che il denaro speso in un disco non perfetto, destinato ad un impianto di alta fedeltà, corrisponde inevitabilmente ad un investimento ad obsolescenza rapidissima).
Come esistono riproduttori di qualità e costo diversi potrebbero anche esistere serie di dischi di qualità e perfezione (e quindi di costo) diversi. In particolare potrebbero prodursi serie speciali a basso riempimento, e molto curate nel processo di stampa, destinate a possessori di apparecchi di alta fedeltà. Altra possibilità di miglioramento nel segnale sonoro è senza dubbio data dall'estendersi del nastro magnetico preregistrato. Anche qui però la necessità di una grande accuratezza nei processi di duplicazione è assoluta: le prime esperienze fatte con nastri preregistrati a 4 piste (tanto attesi, direi quasi invocati!) non sono state per me completamente positive: la gamma di frequenza e la dinamica eccellenti sono disturbate talora da distorsione rilevabile ad orecchio (limitata ad alcuni punti sovramodulati), e da un livello di rumore (fruscio essenzialmente) abbastanza sensibile.

Tutto sommato c'è da ritenere che un disco fabbricato con ogni cura e soprattutto riempito... con molta discrezione possa ancora risultare la soluzione più soddisfacente.
2) Mancanza di nitidezza sonora (con termine ottico direi deficiente messa a fuoco). Gli elementi da discutere in questo problema (forse più complesso e difficile di quello della distorsione) sono di carattere tecnico ed estetico. Riprese microfoniche molto vicine danno grande nitidezza, ma poca spaziosità; il contrario accade per riprese « distanti ».
Nel primo caso si portano nella stanza ove suona l'impianto di alta fedeltà i singoli strumenti e la sala stessa ove gli strumenti hanno suonato, con tutte le sue risonanze e riverberazioni. E' da ritenere che una certa parte di suono riverberato sia utile e necessaria alla buona riuscita di una ripresa microfonica: il tasso di riverberazione dovrebbe però essere uguale per tutti gli strumenti non superando per nessuno di essi il valore considerato ottimo.

Differenze di riverberazione tra il suono di una sezione e l'altra di un'orchestra sono da ritenersi molto dannose:
Gli strumenti ripresi in primo piano dànno un suono ricco di armoniche acute e transitori, che contrasta malamente con il suono riverberato e risonante (per lo più con eccesso di frequenze medie) degli strumenti ripresi in secondo piano.
A questo proposito vorrei chiedere: non sono mai state fatte prove di ripresa sonora in ambiente assolutamente non riverberante (per tutte le frequenze!), con introduzione successiva di riverberazione artificiale? Penso si avrebbero i seguenti vantaggi:

1) possibilità di tenere i microfoni più lontani dalle sorgenti sonore, da cui: minor possibilità di distorsione dei microfoni nei passaggi più intensi e miglior equidistanza tra i microfoni e i vari gruppi di strumenti.

2) introduzione di una riverberazione controllata nel suo spettro di frequenza, che dovrebbe evitare i picchi di risonanza inevitabilmente introdotti dalle riverberazioni naturali.
Gli appassionati di musica riprodotta aspettano soprattutto dalle fabbriche di dischi e dagli studi di incisione i progressi futuri. La nostra cara rivista « alta fedeltà » dovrebbe contribuire nel campo delle sue possibilità, che sono di illuminamento e di guida per gli appassionati e di critica costruttiva per le case fabbricanti, al raggiungimento sollecito di quei risultati che la tecnica mette ormai a portata di mano.
R. - Apprezziamo le sue acute osservazioni, che sono indubbiamente quelle di un vero competente. Dal canto nostro ci limitiamo ad osservare quanto segue:
1) **Minor riempimento del disco** - Se, come Ella afferma, la distorsione si manifesta al centro del disco, per evitarla si dovrebbe incidere il disco limitatamente ad un raggio superiore alla metà, o meglio, ai 2/3 del raggio massimo. Se la cosa è fattibile nel campo professionale (si registrano dischi di $\varnothing$ 40 cm limitatamente ad una corona periferica di 3 o 4 cm), diventa proibitiva per i dischi destinati al pubblico, a motivo della troppo breve durata della riproduzione sonora che ne conseguirebbe, che verrebbe ad annullare i vantaggi del microsolco (long play!) richiedendo un frequentissimo cambio del disco, oltre a comportare un aggravio economico assolutamente inammissibile. La tecnica del passo variabile ben poco potrebbe soccorrere. Notiamo che il disco microsolco è già molto meno riempito dei dischi 78 giri/min; ma più oltre non crediamo si possa procedere su questa via.
2) Le possibilità della registrazione magnetica sono decisamente superiori a quella dei disco. Basti pensare che le riprese negli studi vengono tutte fatte su nastro, dal quale si ricavano i dischi, che ovviamente non possono avere qualità superiore a quelle del nastro da cui derivano, perchè ogni trasferimento comporta una degradazione, s e n z a possibilità di compensazione in questo caso.
3) La riverberazione è un grosso problema che è nato con i primi tentativi di registrazione dei suoni; da allora non ha cessato di affaticare le menti degli ingegneri audio, che sono arrivati alle strane realizzazioni paretali di geometria solida picassiana ben note degli studi di ripresa (es. Rai-TV). Possiamo assicurare che le prove eseguite in questo campo in tutto il mondo non sono esprimibili con un numero finito. La tecnica della registrazione ha mobilitato mezzi elettromeccanici e capitali ingenti. Comunque, seguendo il suo suggerimento, facciamo appello alle Case discografiche, perchè sviluppino l'uso della riverberazione artificiale e colmino sempre più quell'abisso, oggi meno

profondo che per il passato. esistente fra musica originale e musica riprodotta.
A questo proposito opiniamo che se, il non ancora del tutto dimenticato Arturo Toscanini fosse presente, seguiterebbe probabilmente ad esclamare, sia pure con minor accoratezza, « E' musica riprodotta! » come esclamò alcuni decenni or sono, quando ascoltò i dischi delle sue magistrali esecuzioni orchestrali.

Dott. Alberto Rigoni - Bolzano

D - Vi sarei grato se voleste rispondermi a mezzo lettera a quanto vi chiedo.
Nella rubrica « A tu per tu coi lettori » del n. 11 anno 1960, pag. 344 in risposta al sig. Carlo Tagliabue, è descritto un preamplificatore adatto per amplificatore con due EL86 in controfase asimmetrico senza T.U. descritto nel n. 1 - 1959. Vorrei sapere se tale preamplificatore, e in versione stereo (perciò con i necessari adattamenti) può pilotare qualsiasi coppia di amplificatori anche del tipo normale.
La sua costruzione presenta particolari difficoltà (per un dilettante più teorico che pratico) o è semplice?

R - Possiamo assicurare che il preamplificatore in oggetto (v. pag. 344 del n. 11-1960 di a. f.) è adatto a pilotare qualunque tipo di amplificatore di potenza, anche se di tipo simmetrico e con trasformatore di uscita.
La costruzione del preamplificatore è del tutto normale e non può presentare difficoltà, quando si tengano presenti i canoni fondamentali per le realizzazioni di bassa frequenza.
In particolare consigliamo che le boccole di entrata siano schermate, come pure sia schermata la boccola di uscita.
Il cavo di collegamento all'amplificatore non dovrà superare 1 m di lunghezza, essere schermato e a bassa capacità; la massa per esso dovrà essere fatta ad entrambe le estremità, il che verrà da sè adottando prese e spine schermate come detto sopra.

Bianchini Athos - Rimini (Forlì)

D - Vi ringrazio innanzitutto per la Vostra esauriente e cortese risposta formulata al quesito da me proposto, riguardante la possibilità pratica e la convenienza di realizzare un circuito ritardatore di circa 1/5 di secondo, per una frequenza portante di alta frequenza, modultata a frequenza acustica.
Dalla trattazione del problema, da Voi magistralmente eseguita, risulterebbe evidente la grande difficoltà che la realizzazione di un circuito del genere comporta.
Purtuttavia mi permetto, approfittando della vostra cortesia e competenza, di precisare che lo scopo prefisso era quello di potere realizzare un circuito di « ECO elettrico », agendo su di una frequenza fissa molto superiore a quella acustica. Ciò per ovvii inconvenienti cui si andrebbe incontro, agendo, mediante una rete di ritardo RC, direttamente sulla frequenza che interessa, col conseguente taglio della gamma più alta.
Ritenevo, nella mia modesta convinzione, che sarebbe stato più agevole « trattare » la rfequenza portante, relativamente alta (e, comunque, di valore più adatto) per poi demodularla e reinserirla all'ingresso dell'amplificatore di B.F. onde ottenere lo scopo, altrimenti realizzabile a mezzo di un complesso registratore magnetico, o con altri sistemi meccanici, come attualmente si usa.
Comunque, avendoVi maggiormente spiegato il quesito, Vi sarei grato se voleste compiacervi di prenderlo in cortese considerazione e studio; qualora poi la cosa fosse irrealizzabile o, comunque, non conveniente, non esiterò ad abbandonare l'idea, ed a ripiegare sui metodi convenzionali.

R - Abbiamo nuovamente considerato la sua idea alla luce delle informazioni contenute nella sua ultima. La questione dell'eco artificiale è di non semplice soluzione. Si ottiene per solito con camere d'eco e speciali apparati assai costosi, usati ad es.: dalle Case di fabbricazione di dischi fonografici.
Nella ns. Rivista demmo notizia delio « Xophonic », apparecchio che sfrutta una serpentina per ottenere un ritardo artificiale, però da una sorgente di suono (altoparlante); il tentativo di una sua costruzione procurò gravi delusioni ad un ns. lettore.
Il motivo dell'insuccesso risiede nel fatto che nella descrizione la Casa fabbricante lo Xophonic, tenne segreti certi particolari, appunto per impedire che chiunque potesse realizzare il suo ritrovato.
Pertanto non Le consigliamo di tentarne la costruzione; circa lo Xophonic la miglor cosa da fare sarebbe di procurarsene uno originale.
Attualmente non abbiamo presenti altre soluzioni; qualora ci si presentassero, ci faremo dovere di dargliene comunicazione.

Battiston Danilo - Roma

D - Posseggo il complesso stereofonico della Philips, a mobile unico, F8X 82A corredato di cambiadischi automatico a 4 velocità AG 1105/M con correttore continuo della velocità; un fonorivelatore a riluttanza variabile monofonico con punta di diamante AG 3021, un rivelatore stereo piezoelettrico a cristallo con punta di diamante AG 3304; sintonizzatore avente le caratteristiche dello stabilitone B8X e magnetofono speciale adatto alla riproduzione di nastri stereofonici. Prezzo complessivo Lire 780.000.
In funzione monofonica l'apparecchio può considerarsi ottimo; mentre stereofonicamente, anche con l'aggiunta di due piccoli altoparlanti di estensione, lascia alquanto a desiderare. La discriminazione dei suoni è appena percettibile, forse determinata dalla troppa vicinanza delle sorgenti sonore (appena 80 cm). Una vera delusione per la mia quasi morbosa pignoleria in materia.

1) Mi si offre l'occasione, attraverso un noto negoziante di Roma, di fare un cambio: il mio Philips per un complesso stereo ELECTRON Marré - Via Edilio Raggio 2 Genova — a mobili separati: un mobile contenente l'amplificatore stereo GM 108, potenza 15 + 15 W; giradischi professionale GARRARD RC 98; cartuccia a riluttanza variabile con punta di diamante GE VR-22 e due mobili diffusori tipo Polifonia o Quartetto. Prezzo L. 586.000; con i diffusori Polifonia il prezzo sale a L. 710.000, il solo amplificatore GM 108 L. 235.000. Oppure un complesso PRODEL, sempre stereo, modello Smphony.

2) Ho anche la possibilità, attraverso la REFIT di Roma, di avere un complesso, previa accurata progettazione di montaggio, avente le seguenti caratteristiche:
Amplificatore SCOTT mod. 229 (o FISHER o NEWCOMB mod. 3D/12).
Giradischi professionale GARRARD mod. CR 98.
Cartuccia PICKERING a riluttanza variabile con punta di diamante.
Altoparlanti JENSEN.
I complessi del punto primo potrei averli subito con assistenza tecnica qualificata; mentre per avere il complesso del punto secondo dovrei aspettare del tempo con assistenza tecnica non so quanto assidua e competente.

R - L'effetto stereofonico con mobile unico risulta sempre sacrificato.
In generale si fa affidamento sulle pareti del locale in cui si trova l'apparecchio, per provocare attraverso riflessioni un prolungamento di percorso delle onde sonore. Se tale possibilità viene meno, anche l'effetto stereo svanisce.
D'altro canto il complesso Philips è di alta classe e sarebbe un vero peccato svenderlo. Prima di compiere tale passo Le consigliamo di studiare lo possibilità di collegare agli amplificatori due sistemi di altoparlanti esterni, ciascuno contenuto in grande contenitore.
Se tale possibilità dovesse essere scartata, considerando le sue proposte, diciamo che gli elementi elencati al punto 2) con amplificatore Scott 229 e preamplificatore Scott 130 rappresentano una delle migliori soluzioni realizzabili attualmente in fatto di alta fedeltà.
Il problema dell'assistenza tecnica è però un punto nero. Le sarà però forse noto che a Roma la Windsor Electronic Corporation, in Via Nazionale 230, è la rappresentante per l'Italia della Scott, della Newcomb ecc. E' consigliabile quindi rivolgersi alla Windsor Electronic per farsi dare assicurazione circa l'assistenza tecnica, che ritengo possa essere soddisfacente, seppure alquanto lenta nel caso di ottenere un pezzo di ricambio.
Per le proposte contenute nel punto 1) riteniamo che il complesso con amplificatori della Electron Marré di Genova possa riuscire pienamente soddisfacente trattandosi di prodotti di qualità superiore. Bisogna fare attenzione alla rumorosità dei giradischi Garrard, che con le testine a riluttanza variabile qualche volta ha dato un certo disturbo, che però può essere eliminato con un filtro anti-rumble già contenuto nel preamplificatore Scott tipo 130.

Pace Enrico - Canneto sull'Oglio (Mantova)

D - Ho realizzato un amplificatore stereo di ottime caratteristiche usando lo schema Bell apparso sul numero 9 del 1959 per quanto riguarda lo stadio driver, l'invertitore e finale.
Ho provato a pilotare il complesso con preamplificatori di diverse concezioni, ma non ho ottenuto buoni risultati.
Io vorrei uno schema di preamplificatore tenendo conto dei seguenti requisiti:
1) Voglio utilizzare un pick-up AG 3304 a cristallo.
2) Un'uscita di circa 1 V (adatta per l'amplificatore che ho).
3) Tubi ECC83 oppure ECC82 oppure ECC

85 (Se possibile nel minor numero).
4) Controlli di tono di tipo convenzionale come negli schemi Heath-Kit.
5) Filtro antirumble e antifruscio e comando di bilanciamento.
6) Perfetta equalizzazione RIAA utilizzando il pick-up indicato e naturalmente a controlli di tono in posizione intermedia.
Ho provato a caricare il pick-up con 1 MΩ e con 5 MΩ, ma i bassi erano difettosi tanto che dovevo sempre tenere il controllo dei bassi al massimo per avere un livello passabile.
Ho provato a caricare il pick-up con 200 kΩ e a porre a valle un circuivto equalizzatore passivo, ma non sono soddisfatto perchè i bassi sono tuoni, ma c'è un eccescesso di note medie.
Insomma, vorrei da Voi un autorevole e gradito parere sul mio problema e desidererei uno schema di preamplificatore veramente adatto alle mie esigenze.
Fra gli schemi pubblicati su alta fedeltà ne ho provati diversi, ma qualche difettino lo trovo sempre, probabilmente causato dal particolare pick-up che uso io (che è nuovo di fabbrica, ma avrà le sue esigenze di carico e di equalizzazione a me sconosciute).
Intanto allego uno schema che mi ha soddisfatto abbastanza anche se mi dava un eccesso (lieve) di frequenze medie in maniera che i bassi non venivano fuori bei puliti.

R - Non abbiamo la possibilità di elaborare uno schema di preamplificatore appositamente per il suo caso. Le indichiamo però le due seguenti soluzioni:
1) Preamplificatore Geloso G.235 (v. « alta fedeltà » n. 5 - 1959 - fig. 135. 1) che risponde a tutte le sue esigenze. Tale schema può essere semplificato (dato che le interessa solo l'entrata del P.U. piezoelettrico), abolendo tutte le altre entrate e il primo stadio ECC 83 - 1, da entrambi i canali.
2) Preamplificatore Scott tipo 130 (v. « alta fedeltà » n. 12 - 1960 - pag. 357 - figura 5): eliminare il selettore di entrate, gli stadi V_1 e V_{101}; entrare col P.U. piezoelettrico all'ingresso segnato "A" — entrata supplementare ai capi del potenziometro R 20 (e R 120 e entrata B supplementare per il canale B), il suo cursore andrà direttamente in griglia del 1° stadio della 12 AN7 V_2 (analogamente in griglia di V_{102} per il canale B).
I tubi 12 AN7 e 12 AX7 sono perfettamente sostituibili rispettivamente con tubi ECC 82 ed ECC 83 (salvo naturalmente l'accensione che è per 6,3V, 300 mA. Anche i circuiti relativi al 3" canale potranno essere eliminati.
Il suo modo di esprimersi ci assicura della sua notevole esperienza e pratica perciò non dubitiamo ch'Ella potrà realizzare quanto Le abbiamo suggerito senza incontrare difficoltà.

Fabrizio C. Zampa - Roma

D - Vi sarei molto grato se poteste inviarmi tutti quei fascicoli arretrati della Vs. Rivista contenenti schemi, articoli, ecc. riguardanti preamplificatori per registratori professionali ad alta fedeltà (compresi oscillatori di polarizzazione e cancellazione, mixer, equalizzatori di canali microfonici, ecc.).

R - La riluttanza delle Case costruttrici di registratori magnetici a rendere noti i loro schemi, fa sì che ben pochi possono essere pubblicati. Riteniamo per Lei utile la rivista « Tape recording » esclusivamente dedicata ai magnetofoni.
Schemi di preamplificatori per registratori a nastro sono incorporati in quelli di preamplificatori di « a. f. » provvisti di entrata e di uscita per detti; si può dire anzi che tutti tali complessi danno la possibilità di registrare su nastro o di riprodurre una registrazione da nastro preinciso.
Prima però di inviarle i relativi schemi desideriamo che Ella ci confermi se sono di suo interesse, o se intende parlare solo degli schemi di amplificatori contenuti nei registratori e per essi appositamente costruiti.
Ci limitiamo quindi per ora a inviarle i seguenti numeri della ns. rivista:
n. 6 - 1958 - Magnetofono Electronic V - pag. 165.
n. 11 - 1958 - L'equalizzazione nella registrazione su nastro - pag. 314.
n. - 1960 - Il pianto dei registratori magnetici - pag. 18 - Parte 1ª.
n. 2 - 1960 - Il pianto dei registratori magnetici - pag. 37 - Parte 2ª.
n. 12 - 1960 - Magnetofono costruito con piastra Collaro Mark 4 pag. 364.
Vari altri articoli dai noi pubblicati trattano della registrazione magnetica a 4 piste; voglia cortesemente indicarci se questo argomento è di suo interesse.
Stiamo realizzando uno schemario di registratori a nastro, ma la cosa procede lentamente per l'accennata difficoltà di procurarci il materiale.

Giuseppe Barbuto - Napoli

D - Volendo costruire il preamplificatore stereo universale apparso sul n. 6/60 (pag. 132), e l'amplificatore (in duplice copia) senza trasformatore di uscita di cui a pag. 266 del volume « Tecnica dell'Alta Fedeltà » di G. Nicolao, gradirei un giudizio sulla mia intenzione ed i seguenti chiarimenti:
a) impedenza di uscita dell'amplificatore;
b) impedenza di entrata dell'amplificatore;
c) tensione d'ingresso dell'amplificatore per la massima uscita;
d) impedenza di uscita del preamplificatore;
e) quali sistemi di altoparlanti e di mobili acustici dovrei adoperare per sfruttare al massimo le doti dei suddetti;
f) come potrei reperire il volume 43 n. 11 di « Audio », poichè nell'articolo di pagina 132 del n. 5-60 della rivista si parla di « fotografie dei pannelli di cablaggio) del preamplificatore che in effetti non vi sono.

R - Il ns. parere spassionato è il seguente: il preamplificatore controllo stereo universale è lodevole ed è consigliabile la sua riproduzione. L'amplificatore senza T. U. in oggetto lascia alquanto perplessi e sinceramente non ci sentiamo di consigliarne la costruzione; si tratta di una bellissima realizzazione di laboratorio di non semplice messa a punto, ma che non può essere riprodotta facilmente tra le pareti domestiche.
Comunque rispondiamo alle sue domande:
a) L'impedenza di uscita è di 16 ohm:
b) l'impedenza di entrata è di 1MΩ;
c) tensione di ingresso all'amplificatore 0,5 volt circa;
d) l'impedenza di uscita del preamplificatore può essere qualunque;
e) consigliabile il complesso Galassi III della Jensen provvisto di altoparlanti per 16 ohm (invece degli 8 normali per questo complesso) di impedenza;
f) la rivista dalla quale è stato dedotto l'articolo di pag. 132 del n. 5-1960, è « Audio » n. 11 novembre 1959 non facile da ottenere. Conviene richiederlo a Ulrico Hoepli - Milano, via Hoepli, 5 - o alla Libreria Internazionale Sperling e Kupfer (Milano Galleria del Toro P.zza San Babila, 1), o alla Libreria Corticelli (Milano, via Settala, 1).

Pietro Colubri - Genova

D - Mi trovo in possesso di un complesso, che non posso definire ad alta fedeltà, ma compatibilmente con la spesa sostenuta, soddisfa le mie esigenze.
Il complesso è così composto:
Giradischi Philips AG 1024 stereo, testina AG 3304 amplificatore monaurale (da me costruito su schema Philips) 5 tubi, 2 × EL84 push-pull, trasformatore d'uscita PK 50812, altoparlante Philips 9058.
Vi sarei grato se mi procuraste uno schema di preamplificatore, semplice, adatto al sopra citato complesso.

R - Tra gli schemi di preamplificatori da noi pubblicati e adatti al suo caso Le consigliamo, in ordine di convenienza, i seguenti:
n. 9-1960 di **alta fedeltà** - pag. 267 fig. 15 o fig. 16.
n. 9-1958 di **alta fedeltà** - pag. 264 (Dy-

nakit) fig. 1 oppure 265 (GE) fig. 3.
n. 1-1959 di **alta fedeltà** - pag. 5 (PYE, mod. PF91A) fig. 2.
n. 9-1959 di **alta fedeltà** - pag. 238 Lowther, mod. Mark (I) fig. 7.
Riteniamo ch'Ella non incontrerà difficoltà alla costruzione dei preamplificatori suddetti, specialmente dei primi due.

Canepa Francesco - Genova Rivarolo

D - Ho a mia disposizione un amplificatore alta fedeltà da 10 watt della G.B.C. munito di preamplificatore, ma non sono tanto soddisfatto, non so se dipenda dal circuito, dall'altoparlante, oppure dalla cassa acustica. L'altoparlante è un Philips 9758 essendo la sua misura di 26 cm ho dovuto costruire la cassa acustica in modo tuttaltro che giusto; per essere più esatti faccio notare che ho costruito un mobile nel quale trova posto, a destra il televisore, a sinistra in alto il giradischi Garrard, sotto l'amplificatore col preamplificatore, e più basso il sintonizzatore, alla base di tutto il mobile vi è

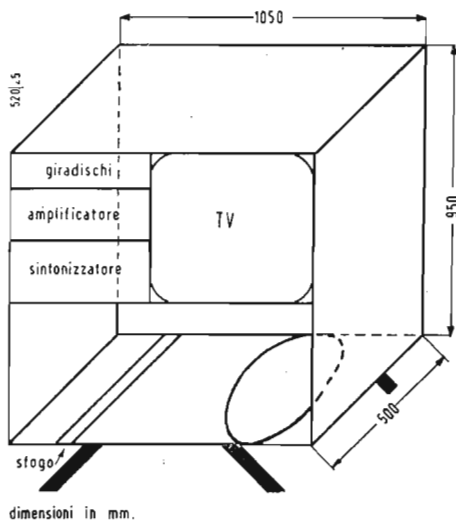



Fig. 1

la cassa acustica, come si vede in tanti mobili del genere. Data la disponibilità che avevo ho dovuto costruire la cassa con le seguenti misure interne; cm 80 × 42 × 24, invece di avere l'altoparlante rivolto frontale come sarebbe logico, questi è rivolto verso il basso, essendo la misura più stretta, come potrete vedere dallo schizzo. Quello che voglio dire è questo: ogni

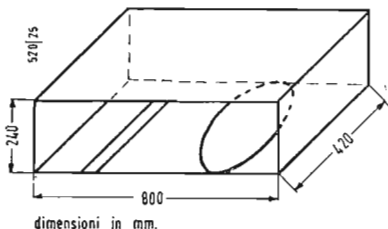



Fig. 2

volta che cerco di aumentare il volume si nota una distorsione che guasta tutta la buona musica. Vorrei sapere quale altoparlante dovrei usare per una buona riuscita specialmente nei toni bassi che è quello che più mi interessa. Avevo pensato di rivolgermi a Pasini e Rossi di Genova, ma ho creduto bene consultare Voi prima per un consiglio. Le uscite dell'amplificatore sono: 4, 8, 16 ohm.
2) Dispongo di una testina a riluttanza variabile, ma non mi riesce di farla funzionare su queste giradischi, ho sentito dire che per queste testine occorre uno speciale pramplificatore, è vero questo?
R - La posizione del suo altoparlante è quanto mai infelice. Il tipo 9758 Philips è un buon altoparlante da 10 W, che bene dovrebbe adattarsi all'amplificatore GBC di questa potenza. La causa della distorsione va ricercata nel sovraccarico di qualche stadio del preamplificatore o dell'amplificatore, infatti la cattiva disposizione dell'altoparlante può portare attenuazioni sia dei bassi, sia degli acuti, come dell'efficienza generale, ma non può generare distorsione. La consigliamo quindi di far esaminare il complesso giradischi e di amplificazione. Quanto all'altoparlante l'unica cosa da fare è di costruire per esso un mobile bass-reflex da collegare con cavo all'amplificatore. La sostituzione dell'altoparlante non migliorerebbe la situazione (ammesso naturalmente che il suo Philips non sia difettoso, per scentratura o altro).
2) Le testine a riluttanza variabile forniscono una tensione di uscita di circa 3 o 4 mV, mentre le testine piezoelettriche danno alcuni decimi di volt; colle prime (cioè con quelle a riluttanza variabile) occorre quindi uno stadio preamplificatore, che amplifichi da 50 a 100 volte.

Vincoletto Antonio - Motta di Livenza (Treviso)

D - All'uscita di un ottimo amplificatore stereo 10 + 10 W desidero montare — per ciascun canale — un woofer RIEM W 15 (Imp. 16 ohm) accoppiato in crossover ad un cestello panoramico Grundig (in funzione di tweeter) che ha un'impedenza approssimativa di 3,5 ohm.

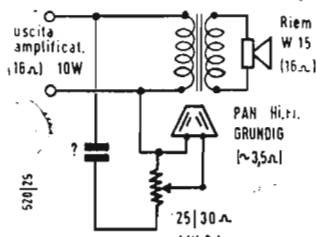



Fig. 1 A

Vorrei sapere:
1) Se per eliminare i bassi dal tweeter e trasferire ad esso una giusta gamma di acuti è sufficiente un semplice accoppiamento capacitivo che preferirei (con valore di capacità da sperimentare e magari con un reostato attenuatore come da schizzo) oppure se — per la diversa impedenza dei due altoparlanti — **è necessario** un vero e proprio filtro a impedenza — capacità e, in tal caso, avere i dati per gli elementi del filtro.
2) Se una cassa completamente chiusa (baffle infinito) convenientemente imbottita con 3/4 cm di lana di vetro o capok, costruita con compensato di 20 mm e avente le dimensioni esterne indicate in figura, può consentire una soddisfacente risposta

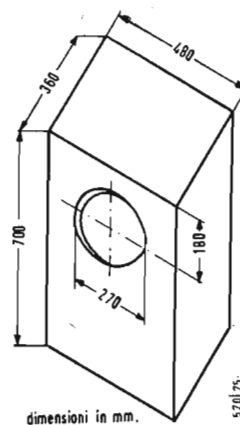



Fig. 2 A

del RIEM W 15 in essa montato o quali accorgimenti sono consigliabili allo scopo.
D - Si tratta di servire con buona risposta e intensità la cuffia LESA ECR 5-G di 50 + 50 ohm, mediante una semplice coppia finale di transistori di potenza oppure con un bitriodo finale che verrebbero collegati all'uscita di un preamplificatore stereo.
Vi prego pertanto di voler cortesemente inviarmi gli schemi per entrambe le soluzioni indicando i tipi di transistori da preferire — la valvola adatta — il suo consumo anodico e quanto altro ritenete utile consigliarmi per un buon risultato.

R - 1) La separazione delle gamme di frequenze riproducibili dal woofer e dal tweeter può essere fatta con una sola capacità quando ci si accontenti di un taglio a fronte lentamente discendente; inoltre, in tal caso, il woofer è investito anche dalle alte frequenze, quindi non si può parlare di crossover. In altre parole è bene che i canali di frequenza siano ottenuti con un filtro a L e C, ma ciò indipendentemente dai valori delle impedenze degli altoparlanti; anche se queste fossero uguali, il filtro dovrebbe essere sempre a L e C. Nel suo caso il tweeter deve essere connesso ad una presa a 4 Ω del secondario del trasformatore di uscita. Il suo T.U. è provvisto di presa a 4 Ω? Supponiamo di sì, quindi Le alleghiamo in fig. 1

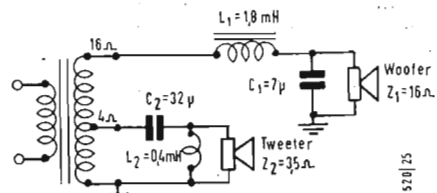



Fig. 1 B

lo schema del filtro crossover con pendenza 12 dB/ottava e incrocio a 2 kHz (vedi fig. 1). Nel caso che il T.U. avesse solo la presa 16 Ω, occorrerebbe mettere in serie col tweeter una resistenza di 12,5 Ω, che però dissiperebbe oltre 3/4 della potenza dell'amplificatore, il che è sconsigliabile.
2) La cassa da Lei proposta è insufficiente. Occorrono almeno le seguenti dimensioni interne: altezza 78 cm, larghezza 55 cm, profondità 39 cm.

CASSETTA ACUSTICA PER ALTOPARLANTE 9758

Fig. 2 B

Fig. 3 B

Fig. 4 B

Le consigliamo la cassa di fig. 2, che è una realizzazione Philips.

3) Ci riferiamo alla Sua lettera del 20 marzo. Le consigliamo lo stadio amplificatore in classe A, rappresentato in fig. 3 facente uso del transistor OC74 montato in circuito con emettitore a massa.

Ecco alcuni dati tecnici:

Corr. di collettore Ic = 35 mA
Potenza di uscita Pu = 120 mW
Resistenza di carico del collettore Rc = 190 Ω
Corrente di base alla potenza max di uscita I = 0,7 mA
Distorsione d = 4,2%
Temperatura ambiente 25°C
Resistenza termica ktd = 0,09°C/mV

Per la soluzione con doppio triodo, suggeriamo l'amplificatore di fig. 4 facente uso del tubo ECC85.

Dati caratteristici per un'unità:

Tensione dialimentazione: V = 250 V
Tensione anodica: Va = 230 V circa
Resistenza di carico anodico: Ra = 1800Ω
Tensione di polarizzazione di griglia: Vg = —2 V
Corrente anodica: Ia = 10 mA
Pendenza: Gm = 6 mA/V
Resistenza interna: Ri = 9,7 kΩ
Resistenza di catodo: Rk = 200 Ω

Giuseppe Barbuto - Napoli

D - In riferimento alla Vs. risposta sono a pregarVi di volermi gentilmente chiarire qual'è la messa a punto da effettuare una volta realizzato l'amplificatore senza T.U. (n. 5 - 1960 pag. 132) in questione, e con quale attrezzatura realizzarla, dal momento che, oltre ad una scrupolosa osservanza dei valori, ed un accurato bilanciamento, io non vedo quale altra messa a punto esso richieda, posto che l'amplificatore sia ben progettato.

R - Il problema dell'amplificatore senza trasformatore di uscita ha avuto la sua soluzione coll'impiego degli altoparlanti ad alta impedenza. Lo schema di fig. 170 a pag. 266 de « La tecnica dell'alta fedeltà » non ha potuto diffondersi per vari motivi ed ha fine a sè. Le difficoltà di messa a punto e la necessità di strumenti di controllo da noi accennate, consistono essenzialmente nella distorsione dell'onda quadra ad opera degli overshoot primari e secondari, per attenuare i quali occorre rivedere tutte le costanti di tempo in gioco e le tensioni di polarizzazione dello stadio pilota e di quello finale.

Per tale esame sono necessari un generatore di onde quadre e un oscillografo tipo Tetronix; per le prove con onda sinoidale occorre, oltre al generatore sinoidale, un analizzatore di armoniche molto sensibile, che meglio precisi i rilievi oscillografi.

Con questo non escludiamo affatto ch'Ella possa montare, con l'esito più felice, l'amplificatore in oggetto. Noi abbiamo solo voluto metterla in guardia contro difficoltà che possono insorgere, per evitarle una spesa non irrilevvante, perdite di tempo ed eventuali delusioni.

La preghiamo di voler usare la cortesia di comunicarci l'esito del suo lavoro, quando sarà ultimato, per arricchire il ns. bagaglio di esperienza in un campo così poco sperimentato.

Giacomo Zaniboni - Sampierdarena

D - Uso la testina GC2 della Garrard - fino a che limite può arrivare detta cartuccia? Il suo rendimento è egregio solo se cade su di una R superiore ai 500 k ohm, su carichi inferiori diventa sgradevole. E' regolare? Prima di acquistare una cartuccia a riluttanza, e sarei orientato sulla Goldring 580, avrei intenzione di poter sfruttare al massimo la Garrard.

Per trasformatore di uscita uso il PK 50812 e non ne sono per niente entusiasta. Mi pare che introduca degli sfasamenti notevoli sui bassi e sugli alti, ad una potenza pari ad un terzo usando un alto tasso di controreazione il che deve essere limitato per non incorrere nel sorgere di oscillazioni di bassa frequenza che si generano tramite l'alimentazione .

Ho provato i vari sistemi da voi consigliati per eliminare oscillazioni, ho aumentato notevolmente i filtri e i disaccoppiamenti anodici, ma le oscillazioni permangono indifferenti a tutti i miei tentativi, compresi anche quelli sul bilanciamento dello stadio invertitore.

Sostituendo il detto trasformatore con un Partridge, a parte il miglioramento che ne risulterebbe, potrei sempre incorrere nel pericolo di oscillazioni?

In quanto alle resistenze ho usato le Philips al 5% — usando il tipo più preciso, ad esempio quelle della Metal Lux il rendimento sarà di molto superiore?

R - La testina Garrard GC2 monoaurale essendo piezoelettrica richiede una resistenza di carico molto alta; 0,5 MΩ è quindi un valore tutt'altro che eccessivo, anzi si potrebbe adottare 1 MΩ, comunque non meno di 0,5 MΩ. Il limite di frequenza massimo è indicato in 12.000 Hz, frequenza già molto alta che non viene neppure registrata sui dischi normali.

Ci meraviglia quanto Ella ci dice circa il T.U. Philips PK 50812, dato che viene usato su vasta scala con generale soddisfazione, pur non essendo di classe eccelsa. Le oscillazioni da Lei lamentate probabilmente traggono origine in altre parti del circuito, nei disaccoppiamenti anodici e di schermo insufficienti, nel gioco delle masse, in qualche tubo elettronico spinto.

Pensiamo che anche sostituendo il trasformatore di uscita, gli inneschi, per quanto diminuiti, seguitano a manifestarsi. La sostituzione delle resistenze è utile quando l'amplificatore presenti forte rumore di fondo e soffio fastidioso; convengono allora le resistenze di tipo silenzioso ad es: ERIE.

A nostro avviso il C8W University merita un punto di più del Pioneer PW8.

Carlo Veronesi - Messina

D - Nella parte bassa di un mobile a libreria che ha le pareti di mm 32 desidero modificarlo in custodia bass-reflex per alloggarvi « soltanto » 2 Woofer Jensen da 12", 20 W, 20-2000 Hz. **Risonanza 30 Hz**, diam. esterno mm 308, **diametro interno del foro mm 266**, profondità mm 180 circa. (Sono per detta soluzione anzichè per un solo Woofer da 15" onde avere due vie indipendenti per i bassi in 2 canali stereo, senza la complicazione del filtro mescolatore bicanale per i bassi, non reperibile senza l'acquisto di tutta la serie di altoparlanti; ai lati della libreria, alle pareti, ho già collocato le cassette per il resto delle frequenze: 2000 ÷ 15000).

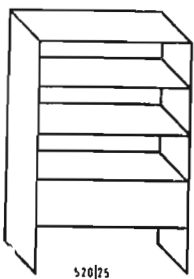



Fig. 1

1) E poichè mi risulta insufficiente la dimensione della profondità mm 265, **che è la sola che potrei prolungare**, Vi chiedo a quanti mm la dovrei portare per avere un responso eccellente ai bassi con relativa frequenza di risonanza « alquanto » coincidente con quella dei Woofer.

2) Prego anche comunicarmi se è utile o necessaria una parziale separazione in profondità dei 2 Woofer, indipendentemente dalle singole finestre e condotti a sez. rettangolare, come da fig.

3) Le finestre possono essere collocate una frontalmente e l'altra in basso, **oppure a Vs. giudizio una sola frontalmente valevole per i due Woofer**, e lavorando in mono le pareti del condotto fungerebbero da separatrici di vibrazioni?

4) Il centro dei buchi per applicare i Woofer e lo spessore del compensato per il condotto?

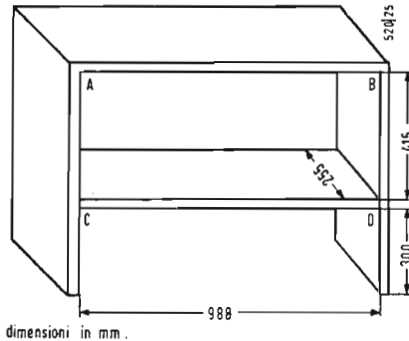



Fig. 2

5) Lo spessore medio interno dell'imbottitura normalmente pressata con kapok o fibra di vetro?

R - Osserviamo anzitutto che per ottenere l'effetto stereo occorre che i due altoparlanti dei canali sinistro e destro siano distanziati di circa 3 m.

E' ben vero che esistono apparecchi stereo

Fig. 3

assai costosi che incorporano in unico mobile gli altoparlanti di entrambi i canali, ma è quasi sempre prevista la connessione per altoparlanti esterni opportunamente dislocati; in tali apparecchi generalmente si sfruttano le riflessioni delle pareti dello ambiente, in cui l'apparecchio viene disposto angolarmente, comunque si tratta sempre di una stereofonia sacrificata e poco soddisfacente.

Nel suo caso affiancando i due woofer non angolati, difficilmente Ella potrà ottenere un bell'effetto stereo, ottima invece sarà la riproduzione monofonica.

1) Per i due woofer occorrerebbe un volume di (110 × 78 × 39) cm³. Sarebbe quindi necessario abbassare fino al pavimento il piano CD della sua libreria. E' ciò fattibile? Anche così facendo il volume risulterebbe leggermente scarso, ma in modo accettabile. Le dimensioni interne del cassone diverrebbero: larghezza 988 mm, altezza 715 mm, profondità 385 mm; quest'ultima quota comporta di allungare il mobile di 265 a 385 mm con un aumento di 12 cm.

2) La separazione tra i due woofer è bene che sia totale; occorre quindi un piano interno verticale separatore integrale rivestito di assorbente acustico.

3) Sempre allo scopo di dare a ciascun woofer la sua cassa bass-reflex, le due finestre rettangolari devono essere poste entrambe frontalmente sotto il rispettivo altoparlante, (vedi figura allegata).

4) La posizione dei centri dei fori degli altoparlanti appare dalla stessa figura allegata. Lo spessore del compensato per i condotti può essere 15 o 20 mm.

5) Lo spessore del materiale assorbente acustico (lana di roccia, o lana di vetro) deve essere di 35 ÷ 40 mm.

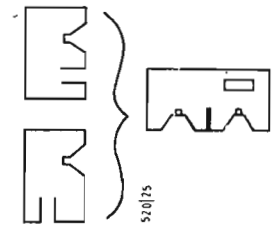
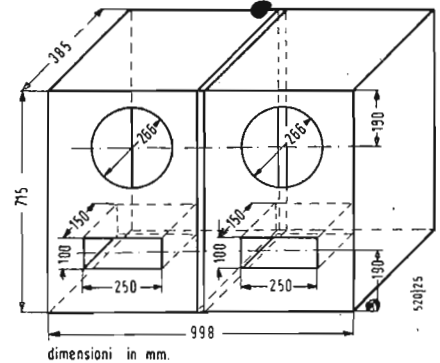



Fig. 4

Fig. 5

Se non Le è possibile abbassare il piano della libreria, il cassone risulta basso, le finestre devono essere praticate verticalmente, la risposta alle basse frequenze risulta attenuata, la frequenza di risonanza del mobile risulta superiore ai 30 Hz dell'altoparlante.

Pierluigi Corazza - Varese

D - Mi riferisco al n. 10 di ottobre del 1960 della vostra rivista. Nell'articolo « Il Bass-reflex » ho riscontrato una inesattezza nella formula:

$$\Sigma = \gamma \frac{\pi D^2 \rho}{4 V}$$

precisamente manca il termine che rappresenta l'area dell'apertura del bass-reflex che d e v e comparire al numeratore della stessa formula. La formula risulterà così modificata:

$$\Sigma = \gamma \frac{\pi D^2 . \rho . Area}{4 V}$$

Gradirei una cortese risposta sulla esattezza o meno della mia asserzione.

R - La sua osservazione è esatta. La formula a pag. 298 del n. 10-60 di « alta fedeltà » deve essere così corretta:

$$\Sigma_B = \gamma \left(\frac{\pi D^2}{4}\right)^2 \frac{P}{V}$$

in quanto l'area dell'apertura è uguale a quella effettiva dell'altoparlante.

Precisiamo inoltre che nelle due formule di pag. 295, loco citato, la parentesi al denominatore sotto radice è (1 +...) e non (1 ÷...) come potrebbe sembrare; qui l è la lunghezza del condotto o tunnel. ■

INDICE DELLA V ANNATA

EDITORIALI

— *A. Nicolich*

ARTICOLI TECNICI

NOTIZIARIO INDUSTRIALE

RECENSIONI E SEGNALAZIONI VARIE

A TU PER TU COI LETTORI

RUBRICA DEI DISCHI HI-FI

Grommes

tre nomi famosi presentano una realizzazione alta fedeltà a basso costo

GARRARD mod. 4/H/B3

semiprofessionale - 4 velocità - 220 Volt - 50 Hz
Testina magnetica G. E. stereo

GROMMES mod. 10 - LI stereo

10 watt (5 watt per ciascun canale), controlli separati dei bassi e degli acuti per ciascun canale,, comando bilanciamento, comando volume • Dimensioni: 330 × 108 × 225 mm • **Risposta in frequenza:** a 1 watt; entro ± 1 dB da 35 a 20.000 Hz • **Uscite:** 8-16 ohm, uscita per registratore a nastro • **Entrate:** per pick-ip piezoelettrico, magnetico, per sintonizzatore radio • **Tubi elettronici:** 3-6EU7, 2-6BQ5; 1-EZ80/6BW4 • Tensione rete: 220 volt 50 Hz.

JENSEN X 10

Complesso altoparlanti a 2 vie ultra compatto

CARATTERISTICHE - Impedenza: può essere usato con amplificatori aventi uscita 4,8 o 16 ohm • **Comandi:** controllo di volume posto frontalmente • **Specificazione di potenza dell'altoparlante:** 6 watt. Si possono usare amplificatori di maggior potenza regolandoli per convenienti livelli di ascolto. Con 1 watt applicato all'altoparlante si ha un volume sonoro sufficiente per un locale comune di abitazione • **Dimensioni:** altezza 184 mm; larghezza 330 mm; profondità 118 mm • **Peso con imballo:** 3,2 kg circa.

LARIR

Agenti generali per l'Italia per GROMMES - JENSEN:

s. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE, 1 - TELEFONO 79 57 62/3